RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

5. JAHRGANG **23** DEZEMBER 1956



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

Aus dem Inhalt

SEITE

Titelbild:

Die Grundig-Radio-Werke in Fürth sind Hersteller dieser Fernsehaufnahmekameras in Liliputformat. Die Spezialausführung mit federnden Führungsrollen und Stirnbeleuchtung ist vornehmlich zur Innenuntersuchung von Rohren bis zu 60 mm Durchmesser herab geeignet. Über weitere von Grundig entwickelte Geräte für industrielles Fernsehen berichten wir auf Seite 720. Titelbildmontage: Grundig-Werkfotos

Die Kurzwellenausbreitung im Oktober 1956 und Vorschau für Dezember 1956

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

Ausbreitungsbericht für Oktober 1956

In der Sonnenaktivität war gegenüber dem Vormonat eine leichte Abnahme zu verzeichnen. Die Schweizer Sonnenobservatorien meldeten eine mittlere Sonnenfleckenrelativzahl von $\overline{R} = 161$ gegenüber 182 im September. Der Wert 200 wurde nur einmal überschritten, und zwar am 30. 10. mit $R = 216$.

Allgemein war der Monat Oktober ionosphärisch sehr wenig gestört. Lediglich vom 2. bis 4. sowie am 27. und 28. 10. wurden Ionosphärenstörungen beobachtet. Das geringfügige Absinken der F_2-Grenzfrequenzen am 21., 22., 24., 25., 26., 29. und 31. 10. unter den vorhergesagten Mittelwert kann man nicht als ionosphärisch gestört ansehen. Parallel zum Einsatz der Störung am 2. 10. zeigte sich eine entsprechende Erhöhung der erdmagnetischen Aktivität. Mögel-Dellinger-Effekte wurden besonders häufig vom 4. bis 6. sowie am 9. 10. beobachtet. Im übrigen war aber die Zeit vom 5. bis 19. 10. ausgesprochen ruhig, und die Grenzfrequenzen der F_2-Schicht lagen weit über den vorhergesagten Werten.

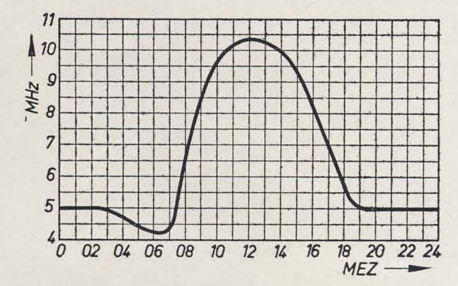
Nach einer Unruhe des Erdmagnetfeldes am 20., 21. und 23. folgten, wie bereits erwähnt, keine bemerkenswerten Grenzfrequenzabfälle. Erst dem nächsten Maximum der erdmagnetischen Kennziffern am 26./27. 10. folgte am 27. der Ionosphärensturm. Auch der 28. war bis gegen Mittag noch gestört.

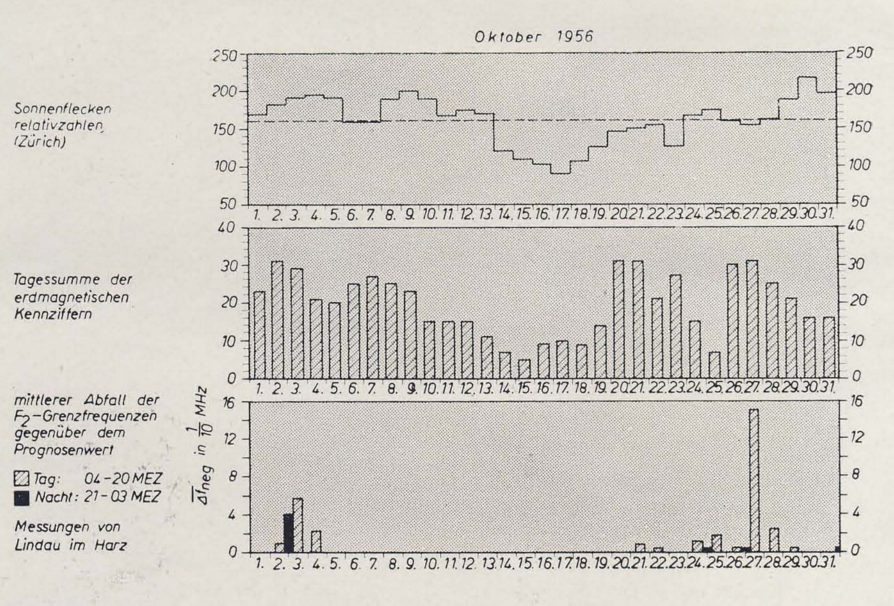
Die sporadische E-Schicht hatte nur sehr geringe Intensität, was auch im Spätherbst nicht anders zu erwarten ist. Es wurde kein nennenswertes Abweichen der ionosphärischen Absorption von mittleren Werten beobachtet.

Vorschau für Dezember 1956

Die vorhergesagten Grenzfrequenzwerte, denen eine Sonnenfleckenrelativzahl von mindestens $\overline{R}_p = 147$ zugrunde gelegt ist, liegen während des ganzen Tages etwa 0,5 bis 1 MHz unter den Vorhersagewerten des Vormonats. Das Absinken der Grenzfrequenzen infolge des niedrigeren Sonnenstandes überwiegt diesmal gegenüber dem Anstieg wegen der wachsenden Sonnenfleckenrelativzahl. Das im vorigen Bericht erwähnte nächtliche Maximum ist diesmal so flach, daß es sich praktisch nicht mehr abhebt. Während des größten Teiles der Nacht werden die Grenzfrequenzen bei 5 MHz liegen.

Die sporadische E-Schicht dürfte im Dezember kaum in Erscheinung treten. Es ist allerdings mit dem störenden Einfluß erhöhter Dämpfung zu rechnen. Diese typisch winterliche Erscheinung der tageweise stark erhöhten ionosphärischen Dämpfung ist besonders im Dezember und Januar recht häufig. Bei Vorhersagen wird dieser Umstand berücksichtigt, indem man die von der Dämpfung abhängige untere Grenze der Bereiche brauchbarer Frequenzen von vornherein höher ansetzt, als es dem Sonnenstand entspricht. *Lge.*





Verlag „Die Wirtschaft", Verlagsdirektor Walter Franze

Chefredakteur: Peter Schäffer; verantwortlicher Fachredakteur: Ing. Giselher Kuckelt, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22, Fernruf: 530871, Fernschreiber: 1448. Veröffentlicht unter Lizenznummer 4102. — **Anzeigenannahme:** Verlag „Die Wirtschaft", Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22, und alle Filialen der DEWAG-Werbung. Zur Zeit gültige Preisliste Nr. 1. — **Druck:** Tribüne Druckerei III, Leipzig III/18/36. — Nachdruck und Auszüge nur mit vorheriger Genehmigung des Verlages. Alle weiteren Rechte vorbehalten. — Die Zeitschrift „Radio und Fernsehen" erscheint zweimal im Monat; Einzelheft 2,– DM. Bestellungen nehmen entgegen: für die Deutsche Demokratische Republik: sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin; für die Deutsche Bundesrepublik: sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin. Auslieferung erfolgt über HELIOS Literatur-Vertriebs-Ges. m. b. H., Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167; für das Ausland: UdSSR: Meshdunarodnaja Kniga, Moskau 200, Smolenskaja P. 32/34; Volksrepublik China: Guozi Shudian, 38, Suchoi Hutung, Peking; Volksrepublik Polen: Prasa i Ksiazka, Foksal 18, Warszawa; Tschechoslowakische Republik: Artia A.G., Ve Smečkách 30, Praha II; Ungarische Volksrepublik: „Kultura", P.O.B. 149, Budapest 62; Rumänische Volksrepublik: CARTIMEX, Bukarest 1, P.O.B. 134/135; Volksrepublik Bulgarien: Raznoiznos, 1, Rue Tzar Assen, Sofia; Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana; für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22.

RADIO UND FERNSEHEN

5. JAHRGANG 1. DEZEMBERHEFT 1956 NR. 23

Über einige Probleme der Planung der Entwicklung

Eins der Hauptprobleme unserer Industrie ist die richtige Planung der wissenschaftlich-technischen Entwicklung. Wir alle empfinden schmerzlich unser durch den Krieg und seine Folgen bedingtes Zurückbleiben hinter dem Weltstandard der Technik. Wir werden den Weltstand der Technik nur einholen und überholen, wenn wir die uns zur Verfügung stehenden technischen und finanziellen Mittel planmäßig einsetzen.

Noch vor wenigen Jahren war die Behandlung der Entwicklungspläne der einzelnen Betriebe seitens der Hauptverwaltung RFT ein trauriger Witz, aber keine ernst zu nehmende Bearbeitung. Von keinerlei Sachkenntnis gehemmte Bürokraten strichen in den von den Betrieben vorgeschlagenen Entwicklungsthemen und den für diese Themen geforderten finanziellen Mitteln herum; und was dabei herauskam, war alles, nur kein Entwicklungsplan für unsere Industrie.

Man darf feststellen, daß sich die Arbeit der HV RFT in dieser Beziehung grundsätzlich verbessert hat, abgesehen von der auch 1956 unzulänglichen Überprüfung der Entwicklungsthemen der Betriebe durch die Arbeitskreise, die — mit einigen wenigen rühmlichen Ausnahmen — wiederum auf der Basis der „gegenseitigen Toleranz" alle Themen befürworteten. Aber gerade dadurch sind die eigentlichen Probleme der Entwicklungsplanung, die bisher unter einem Wust von Planänderungsanträgen, Nachträgen, Begründungen usw. verschüttet lagen, sichtbar geworden. Wir können jetzt und hier nur einige nennen.

Das erste Problem ist das der Einordnung der Planaufgaben nach ihrer technischen und volkswirtschaftlichen Bedeutung und, im Zusammenhang damit, die Festlegung der richtigen Anzahl der Themen pro Betrieb und die Bildung von Entwicklerkollektiven. Hier ist in der Industrie sowohl in bezug auf die Auswahl und Anzahl der Themen wie die Zahl der Bearbeiter viel gesündigt worden, und es wird auch heute noch viel gesündigt. Ohne Zweifel ist die jetzige Tendenz, die Anzahl der Aufgaben herabzusetzen und sie von Entwicklerkollektiven bearbeiten zu lassen, im Prinzip richtig. Dazu ist aber einiges zu sagen.

Erstens: Solange es keinen Perspektivplan gibt, der die in der Entwicklung zu verfolgende Richtung zeigt, ist eine wirklich schwerpunktmäßige Planung der Entwicklungsaufgaben unmöglich. Bis jetzt ist jedes Jahr von den Entwicklungsleitungen der Betriebe die Forderung nach dem Perspektivplan erhoben worden, und bis jetzt haben jedes Jahr das Zentralamt für Forschung und Technik und die HV RFT bedauernd mit den Achseln gezuckt und erklärt, sie hätten leider noch keinen. Uns ist allerdings bekannt, daß es jetzt ernsthafte Bemühungen gibt, Perspektivpläne unter Mitarbeit der Betriebe und der Arbeitskreise aufzustellen.

Zweitens: Bei aller zugegebenen Notwendigkeit der Planung und der Einhaltung der Plandisziplin muß dem Entwickler die Möglichkeit gegeben bleiben bzw. gegeben werden, ein im Lauf seiner Arbeit sich plötzlich ergebendes technisches Problem verfolgen zu können. Jeder, der die Geschichte der Technik kennt, weiß, daß solche Probleme oftmals zu den wichtigsten wissenschaftlichen Erkenntnissen führten. Die Zukunft muß zeigen, ob die 5% des Planbetrages, die dem Werkleiter als nicht themengebundene Entwicklungssumme zur Verfügung stehen, für diesen Zweck wirklich ausreichen.

Drittens: Es gibt jetzt eine Tendenz, die Anzahl der Entwicklungsthemen herabzusetzen, ohne in Erwägung zu ziehen, daß es sowohl für die Größe von Entwicklerkollektiven als auch für die Anzahl der Aufgaben, die sie bearbeiten können, einen ganz bestimmten optimalen Wert gibt, der von Fall zu Fall wechseln kann und der auch noch keineswegs in allen Fällen bekannt ist. Mit anderen Worten: hier bietet sich eine außerordentlich günstige Gelegenheit, das Kind mit dem Bade auszuschütten.

Viertens: Wir sind im Augenblick dabei, Bedarf und Bedürfnis miteinander zu verwechseln. Prof. Dipl.-Ing. Stanek, der Leiter des Zentralamtes für Forschung und Technik, schrieb in der „Wirtschaft" vom 26. Juli 1956: „Jeder Leiter eines Werkes oder einer Forschungs- und Entwicklungsstelle sollte die Durchführung einer Forschungs- und Entwicklungsarbeit nur dann zulassen, wenn die Frage geklärt ist, für welchen Betrieb die Forschungsarbeit von Nutzen ist". Ich bin mit dieser Definition der technischen und volkswirtschaftlichen Bedeutung einer Themenstellung nicht einverstanden. Wir kennen doch die Tendenz vieler wichtiger Bedarfsträger unserer Industrie, solche Geräte von unseren Entwicklern zu fordern, über die sie gerade etwas in einer ausländischen Zeitschrift gelesen haben. Nach einem derartigen „Bedarf" die Schwerpunkte der Entwicklung festzulegen, hieße, die Entwicklung dazu zu verurteilen, ständig etwa fünf Jahre hinter dem Weltstandard herzuhinken. Meiner Ansicht nach sollte ein Werkleiter die Durchführung einer Forschungs- und Entwicklungsarbeit dann zulassen, wenn sie dem Perspektivplan unserer Industrie entspricht; und der Perspektivplan der Industrie sollte von folgenden Prinzipien abgeleitet werden: 1. der organischen Weiterentwicklung der Technik, 2. den Forderungen, die sich aus den ökonomischen Zielen des zweiten Fünfjahrplans der Deutschen Demokratischen Republik an die Entwicklung ergeben, und erst 3. der Bedarfsermittlung. Mit anderen Worten: ein Werkleiter muß den Mut haben — bzw. man muß den Werkleiter dazu ermutigen —, ein Gerät auch dann entwickeln zu lassen, wenn sich augenblicklich kein Bedarfsträger dafür interessiert, wenn er nämlich davon überzeugt ist, daß dieses Gerät einem echten volkswirtschaftlichen Bedürfnis entsprechen wird.

Ein weiteres Problem, das unbedingt wenigstens kurz erwähnt werden muß, ist die Frage der Bauelemente. Hier kann zunächst festgestellt werden, daß die Zeit, da die Bauelemente der Entwicklung wie Mühlsteine um den Hals hingen, bis auf wenige Ausnahmen vorbei ist. Es sind heute auch bei uns moderne Widerstände, moderne Kondensatoren, Röhren und Transistoren in der Entwicklung, die sich auf dem Weltmarkt durchaus sehen lassen können. Aber — es passiert immer wieder, daß unsere Ingenieure in ihren Neuentwicklungen moderne Bauelemente verwenden; und dann sind sie plötzlich nicht mehr zu haben, oder sie erscheinen in anderen Abmaßen, oder die Ausführungsform, z. B. die Halterung, hat sich irgendwie verändert. All das hat eine teilweise oder sogar eine völlige Neukonstruktion des Gerätes zur Folge — und wir wundern uns, daß die Entwicklung so lange dauert. Bei allen zugegebenen und bekannten Schwierigkeiten in der Materialversorgung liegt hier doch im Grunde ein Planungsfehler vor, und zwar in der Planung der Hauptverwaltung. Wir werden noch oft auf dieses Problem zurückkommen müssen. *P. S.*

Nachrichten

Republiksieger im Wettbewerb des 3. Quartals 1956 wurde im Industriezweig Elektrotechnik der VEB Röhrenwerk „Anna Seghers" HV RFT, Neuhaus am Rennweg. Für hervorragende Leistungen wurde der Betrieb mit der Wanderfahne des Ministerrats und einer Geldprämie ausgezeichnet.

Ein Exportbüro, das komplette Bestükkungsserien für Rundfunk- und Fernsehempfänger führt, haben die vier Röhrenwerke der DDR, Werk für Fernmeldewesen WF, Funkwerk Erfurt, Röhrenwerk Mühlhausen und Röhrenwerk „Anna Seghers", Neuhaus, gegründet.

21 UKW-Sender sind gegenwärtig in Finnland in Betrieb, von denen 15 finnische und sechs finnisch-schwedische Sendungen ausstrahlen. Neben den zwei 40-kW-Sendern in Helsinki arbeiten vier Sender mit 25 kW, zwei mit 15 kW, zehn mit 10 kW, zwei mit 3 kW und der Sender Forssa mit 0,5 kW. Finnland gehört zu den ersten europäischen Ländern, die den UKW-Rundfunk als Ausweg aus dem Wellenchaos im Mittelwellenbereich einführten. Die ersten Sender wurden 1953 errichtet.

Eine ständige Exportmusterschau der DDR wird noch in diesem Jahr von der Kammer für Außenhandel in der bulgarischen Hauptstadt Sofia eröffnet. Zu den Ausstellungsexponaten gehören neben Erzeugnissen der Schwerindustrie u. a. optische Geräte, Schreib- und Rechenmaschinen, die neuesten Modelle von Rundfunk- und Fernsehempfängern, Erzeugnisse der Textil- und Elektroindustrie sowie Kraftfahrzeuge.

Das Fernsehsendernetz der CSR wird bis zum Jahre 1960 so weit ausgebaut sein, daß 80% des gesamten Territoriums mit Fernsehen versorgt sind. Bis zu diesem Zeitpunkt werden folgende neue Sender errichtet: Bratislava, Brno, Ceské Budejovice, Hradec Králové, Banská Bystrica, Plzeň, Košice. Im 2. Fünfjahrplan ist außerdem die Errichtung von Fernsehstudios in Prag und Bratislava, von Relaisstrecken zum Programmaustausch mit eigenen sowie ausländischen Fernsehsendern vorgesehen. Darüber hinaus sollen die Zahl der Fernsehübertragungswagen erhöht sowie Vorbereitungen für die Einführung des UKW-Rundfunks und des Farbfernsehens getroffen werden.

Das Fernsehzentrum in Taschkent, der Hauptstadt der Usbekischen SSR, wurde am 39. Jahrestag der Oktoberrevolution eingeweiht. Über Relaisstrecken wird das Fernsehprogramm demnächst auch nach Samarkand und in die Hungersteppe übertragen, an deren Erschließung zur Zeit gearbeitet wird.

Einen Rückgang von 10,8% verzeichnete die amerikanische Fernsehgeräteproduktion in den ersten sechs Monaten dieses Jahres gegenüber der gleichen Zeit des Vorjahres nach einer Meldung von radio mentor. Die Zahl der verkauften Geräte lag um 10,4% niedriger. Die absoluten Zahlen betrugen 3,4 bzw. 2,9 Millionen Geräte.

Entlassen werden sollen nach einer Meldung des Daily Worker v. 9. 11. 1956 150 Arbeiter der E. M. I. (Electrical & Musical Industries, Marconi, d. Red.) in Treorchy (Glamorganshire, England) evtl. noch vor Weihnachten. Diese Maßnahme gehört zu dem Plan, durch den während des nächsten Jahres 600 Arbeitern und Angestellten die Entlassung droht und den die Gesellschaft mit veränderten ökonomischen und Marktverhältnissen begründet. Im vergangenen März ist die Produktion des Hauptwerkes der E. M. I. in Hayes (Middlesex) um die Hälfte zurückgegangen und 1800 Arbeiter wurden entlassen. In Treorchy verloren 90 Arbeiter ihren Arbeitsplatz.

Ihre Kündigung erhielten etwa 300 Belegschaftsmitglieder der Loewe Opta AG. in Berlin-Steglitz zum 1. Dezember. In diesem Jahr ist auch Belegschaftsmitgliedern gekündigt worden, die bereits seit 17 Jahren in der Fabrik arbeiten.

Ing. WOLFGANG KALTWASSER

Die Permeabilitätsabstimmung im Rundfunkempfänger

Die Abstimmung von Rundfunkempfängern erfolgt heute vornehmlich durch Drehkondensatoren. Nur vereinzelt findet man in Heimgeräten mittlerer Preislagen Permeabilitätsabstimmung des Vor- und Oszillatorkreises auf AM. Dabei konzentriert sich ihre Anwendung in der Deutschen Demokratischen Republik ausschließlich auf die Empfängerproduktion des VEB Stern-Radio Sonneberg. In Westdeutschland wurde in der vergangenen Saison für Heimgeräte die Permeabilitätsabstimmung von den führenden Werken nicht angewandt. Anders verhält es sich jedoch im Autosuperbau. Hier wird der induktiven Abstimmung der Vorrang gegeben. Es müssen also Gründe vorhanden sein, die dem Entwickler die Entscheidung aufdrängen, diese oder jene Abstimmung zu wählen. Über die Drehkoabstimmung gibt die Fachliteratur bereits genügend Auskunft [1]; in diesem Beitrag soll nun einmal die Permeabilitätsabstimmung in ihrer Anwendung und ihrer praktischen Ausführung näher erläutert werden.

Nicht ohne zwingenden Grund wird zunächst die konstruktive Seite betrachtet. Die Zeit, da die Konstruktion von zweitrangiger Bedeutung im Empfängerbau war, ist vorbei. Mit der Konstruktion steht und fällt die Preiswürdigkeit des Gerätes. Der Schwerpunkt in dieser Hinsicht liegt bei den Bauteilen. Sie bestimmen auch die Möglichkeiten einer Standardisierung. Konstruktiv gesehen müssen ein Bauelement oder eine Baustufe größenordnungsmäßig dem Kleingerät angepaßt sein, da dann ohne weiteres die Bedingungen für den Einbau im Großgerät gegeben sind. Dies trifft vor allen Dingen für das Abstimmaggregat zu. Die zur Zeit gefertigten Drehkos für AM-Abstimmung sind in bezug auf ihre äußeren Abmessungen zur Bestükkung von Kleingeräten nicht geeignet. So bietet die Permeabilitätsabstimmung in dieser Hinsicht noch manchen Vorteil, vor allen Dingen für Aggregate mit mehr als zwei Veränderlichen auf einer Achse. Die flache Bauweise der Variometer gestattet es außerdem, im Kleingerät mit einer verhältnismäßig geringen Bauhöhe auszukommen. Dies ist besonders für Autosuper ausschlaggebend, da hier, bedingt durch die Armaturentafel, die Flachbauweise angewendet werden muß.

Konstruktiv steht also die Permeabilitätsabstimmung unter den gegenwärtigen Verhältnissen dem Drehko auf keinen Fall nach. Das könnte erst dann eintreten, wenn die Industrie entsprechende Kleinstdrehkos fertigt.

Um die Anwendung der Permeabilitätsabstimmung im Rundfunkempfänger weiter beurteilen zu können, ist es notwendig, ihre elektrischen Eigenschaften kennenzulernen.

Während für die Antennenankopplung in der AM-Eingangsschaltung eines 6-Kreis-Supers mit kapazitiver Abstimmung verschiedene Möglichkeiten bestehen, trifft das bei der Permeabilitätsabstimmung nicht zu. Hier ist praktisch nur die π-Schaltung von Bedeutung (Bild 1).

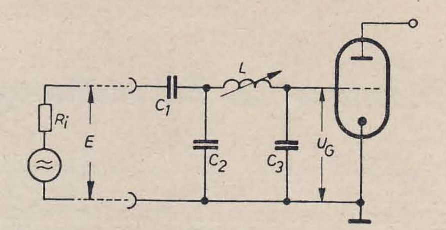


Bild 1: Antennenankopplung in π-Schaltung

Zur Beurteilung eines Empfängereinganges müssen folgende Faktoren bekannt sein:

1. Eingangswert (Antennenaufschaukelung) V,
2. Selektion S,
3. Bandbreite $b_{0,7}$,
4. Spiegelselektion S_{Sp}.

Aufgabe dieses Beitrages ist es nicht, diese Beziehungen im einzelnen aus der π-Schaltung abzuleiten. In diesem Zusammenhang wird auf die einschlägige Fachliteratur aufmerksam gemacht [2].

Das Verhältnis der Ein- und Ausgangsspannung einer π-Schaltung nach Bild 1 ist gegeben durch die Gleichung

$$\frac{E}{U_G} = \frac{C_1 + C_2 + C_3}{C_1}\sqrt{\left[1-\left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]^2 + \frac{1}{Q^2}}, \qquad (1)$$

f_0 = Resonanzfrequenz,
Q = Kreisgüte.

In dieser Gleichung ist die ohmsche Komponente von R_i nicht enthalten, die bei Mittel- und Langwelle $\ll \frac{1}{\omega C_1}$ ist. Aus diesem Grund liegt die EMK E direkt am Eingang der π-Schaltung. Das trifft jedoch für Kurzwelle nicht mehr zu.

Zur Berechnung des Eingangswertes V wird $f = f_0$ und somit aus Gleichung (1)

$$\frac{U_{G_0}}{E} = V = \frac{C_1}{C_1 + C_2 + C_3} \cdot Q. \qquad (2)$$

Für die Selektion S gilt:

$$S = \frac{U_{G_0}}{U_G} \text{ bei } E = \text{konstant.}$$

Diesen Ausdruck erhält man durch Multiplikation von (1) mit (2), und es gilt

$$S = \frac{U_{G_0}}{U_G} = Q\sqrt{\left[1-\left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]^2 + \frac{1}{Q^2}}. \qquad (3)$$

Da die Selektion sich auf den Frequenzabstand Δf von f_0 beziehen soll, wird $f = f_0 + \Delta f$ und damit

$$S = Q\sqrt{\left[1-\left(1+\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2\right]^2 + \frac{1}{Q^2}}. \qquad (3a)$$

Da $\frac{\Delta f}{f_0} \ll 1$, kann man setzen

$$\left(1+\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2 \approx 1 + 2\,\frac{\Delta f}{f_0}.$$

Somit erhält man aus Gleichung (3a)

$$S = \sqrt{\left(\frac{2\,\Delta f}{f_0}\cdot Q\right)^2 + 1}. \qquad (3b)$$

Die Bandbreite ergibt sich bei $\frac{U_{G_0}}{U_G} = \sqrt{2}$.

Setzen wir diesen Ausdruck in (3b) ein, dann wird

$$\sqrt{2} = \sqrt{\left(\frac{2\,\Delta f}{f_0}\cdot Q\right)^2 + 1}$$

und daraus

$$b_{0,7} = 2\,\Delta f = \frac{f_0}{Q}. \qquad (4)$$

Zur Berechnung der Spiegelselektion muß die Gleichung (3) herangezogen werden. Man erhält dann

$$S_{Sp} = Q\sqrt{\left[1-\left(\frac{f_{Sp}}{f_0}\right)^2\right]^2 + \frac{1}{Q^2}}. \qquad (5)$$

Gegenüber $\left(\frac{f_{Sp}}{f_0}\right)^2$ kann man den Ausdruck $\frac{1}{Q^2}$ vernachlässigen, so daß sich die übersichtliche Beziehung aufstellen läßt

$$\left|S_{Sp}\right| = \left|Q\left[1-\left(\frac{f_{Sp}}{f_0}\right)^2\right]\right|. \qquad (6)$$

Es stehen damit sämtliche Beziehungen zur Verfügung, die eine Beurteilung des Vorkreises ermöglichen.

Da im Empfängerbau stets ein großer Eingangswert V anzustreben ist, muß noch festgestellt werden, unter welchen Bedingungen der Eingangswert nach (2) ein Maximum wird. Nach Bild 1 setzt sich die Kreiskapazität aus einer Reihenschaltung von C_3 und $C_1 + C_2$ zusammen, wenn, wie bereits oben angeführt, R_i vernachlässigt wird. Zeichnen wir für eine gegebene Kreiskapazität die Kurve $V = f\left(\frac{C_3}{C_1 + C_2}\right)$, so erhalten wir Bild 2.

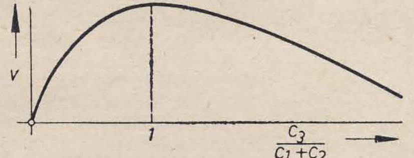


Bild 2: Eingangswert V in Abhängigkeit von der Kapazität $\frac{C_3}{C_1 + C_2}$

Es gilt also für V_{max}

$$\frac{C_3}{C_2 + C_1} = 1. \qquad (7)$$

Daraus ergeben sich für die Permeabilitätsabstimmung folgende Perspektiven: Bei Heimgeräten, die mit unterschiedlichen Antennenkapazitäten arbeiten müssen, ist eine optimale Anpassung nicht möglich, da die Antennenkapazitäten um so mehr den Eingangskreis verstimmen, je kleiner C_2 ist. C_2 besitzt also eine Mindestgröße, die nicht unterschritten werden darf.

Außerdem richtet sich die Bemessung von C_2 noch nach der für Langwelle nötigen Kreiskapazität; denn die Reihenschaltung erlaubt nur eine Gesamtkapazität, welche kleiner ist als die kleinste Kapazität, wenn für Langwelle die kapazitive Stromankopplung der Antenne beibehalten werden soll.

Dimensionierungsbeispiel

Nehmen wir an, ein Vorkreisvariometer wäre so dimensioniert, daß folgende Verhältnisse bestehen:

Kreisgüte für Mittelwelle $Q = 50$
Kreisgüte für Langwelle $Q = 40$
Kreiskapazität für Mittelwelle $C_{K_M} = 30$ pF
Kreiskapazität für Langwelle $C_{K_L} = 600$ pF

Die Gründe dieser Dimensionierung werden später noch aufgezeigt. Die Kreiskapazität C_1, die sich aus einer Reihenschaltung der Kunstantenne (im allgemeinen 200 pF) und der im Empfänger der Antennenbuchse nachgeschalteten Kapazität zusammensetzt, soll 100 pF betragen.

Für C_1 und C_2 wird der Punkt des maximalen Eingangswertes auf Langwelle gewählt. Damit erhält man für Langwelle bei einer Kreiskapazität von 600 pF nach Gleichung (7)

$C_3 + C_4 = 1200$ pF,
$C_1 + C_2 = 1200$ pF,
wobei $C_1 = 100$ pF,
$C_2 = 1100$ pF (siehe Bild 3)
$C_3 = 30$ pF,
$C_4 = 1170$ pF.

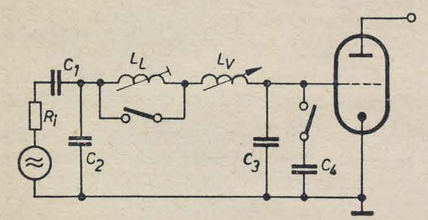


Bild 3: Schaltung für die Berechnung der Vorkreisdaten nach dem im Text angegebenen Beispiel

Hieraus ergeben sich folgende Vorkreisdaten:

Mittelwelle:

Eingangswert nach Gleichung (2)

$$V = \frac{100}{100 + 1100 + 30} \cdot 50,$$
$$V = 4.$$

10-kHz-Selektion nach Gleichung (3b) bei 600 kHz

$$S_{10} = \sqrt{\left(\frac{2 \cdot 10}{600} \cdot 50\right)^2 + 1},$$
$$S_{10} \approx 2.$$

Bandbreite nach Gleichung (4) bei 600 kHz

$$b_{0,7} = 12 \text{ kHz}.$$

Spiegelselektion nach (6) bei einer ZF von 468 kHz und einer Eingangsfrequenz von 600 kHz

$$\left|S_{Sp}\right| = \left|50\left[1 - \left(\frac{1536}{600}\right)^2\right]\right|,$$
$$|S_{Sp}| = |278|.$$

Langwelle:

Man erhält bei $f = 200$ kHz folgende Ergebnisse:

$V = 1{,}6$
$S_{10} = 4$ (bei 200 kHz)
$b_{0,7} = 5$ kHz (bei 200 kHz)
$S_{Sp} = 1250$ (bei 200 kHz).

Diese Werte lassen erkennen, daß die Variometerabstimmung der gebräuchlicheren kapazitiven Abstimmung durchaus gleichwertig gegenübersteht.

Während sich die Anwendung von Variometern in Heimgeräten nicht industriell durchgesetzt hat, wird der gleiche Bauteil im Autosuper besonders bevorzugt. Die Gründe dafür sind verschiedener Art.

1. ist ohne besonderen Aufwand eine maximale Anpassung der Wagenantenne an das Gerät möglich. [Vgl. Gleichung (7).] Dieser Umstand ist ausschlaggebend für das Signal/Rausch-Verhältnis.
2. Variometer können ohne Schwierigkeit eine frequenzlineare Charakteristik erhalten. Das ist besonders wichtig für Fahrzeugempfänger mit Drucktasten- bzw. automatischer Abstimmung. Der absolute Einstellfehler bleibt hier über den Bereich konstant.
3. Die Rüttelfestigkeit des Variometers gegenüber störender Frequenzmodulation ist größer als bei einem Drehkondensator kleiner Abmessung.

Betrachten wir die letzten Punkte: Die verhältnismäßig kurze Wagenantenne (110 bis 130 cm) verlangt eine optimale Anpassung. In diesem Fall ist das ohne weiteres möglich, da es sich praktisch um eine stationäre Anlage handelt, deren Antenne definiert ist. Wählt man für die Einkopplung der Antenne die kapazitive Stromkopplung nach Bild 4, so ergibt sich für Mittelwelle folgender Zusammenhang bei gleicher Kreisgüte wie im angeführten Beispiel.

Nach (7) muß

$$C_3 = C_T + C_K + C_1$$

werden.

Die im Bild 4 dargestellte Kombination C_1 und C_K bildet die Autoantenne nach. Mit den angegebenen Werten erhält man für $C_3 = 90$ pF, und damit wird der Eingangswert nach Gleichung (2)

$$V = 5{,}5.$$

Bild 4: Schaltung des Vorkreises für einen Autosuper

Das heißt, der Eingangswert liegt trotz der kurzen Stabantenne bei Anpassung so hoch wie in einem Heimempfänger. Diese Verhältnisse lassen sich im Autosuper jedoch nur realisieren, wenn die Kreiskapazität des Eingangskreises möglichst klein gewählt wird. Aus Gründen der Vereinheitlichung liegt es nahe, die gleiche Variometerbaueinheit sowohl im Autosuper als auch im Heimempfänger einzusetzen. Dies führte im Dimensionierungsbeispiel zur Annahme einer Kreiskapazität für Mittelwelle von etwa 30 pF. Gleichzeitig ist dadurch ein direkter Vergleich zwischen einer Baueinheit unter zwei verschiedenen Bedingungen möglich.

Gleichlauf und Variometerausführung

Die Autosuperproduktion der letzten Jahre erfolgte unter besonderer Berücksichtigung der erhöhten Fahrsicherheit. Aus diesem Grunde muß auch die Bedienung der Geräte verhältnismäßig einfach sein. Stationsdrucktasten mit mechanischer Senderwahl bzw. automatischer Abstimmung beherrschen den Markt. Beide Abstimmarten verlangen naturgemäß eine frequenzlineare Charakteristik, um den absoluten Einstellfehler über den Bereich konstant zu halten. Das ist mit einer Permeabilitätsabstimmung leicht durchzuführen.

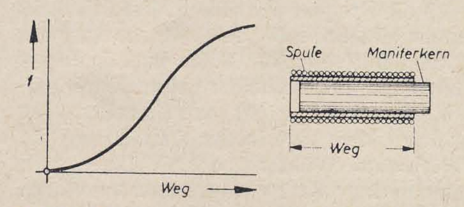


Bild 5: Frequenzgang einer gleichmäßig gewickelten Zylinderspule in Abhängigkeit vom Kernweg

Weiterhin gestatten Variometer, wie schon erwähnt, eine Flachbauweise, die für den harmonischen Einbau des Empfängers in das Armaturenbrett eines modernen Wagens zwingend ist.

Aus diesen Gründen behauptet das Variometer seine Existenz und ist an den ausgereiften Entwicklungen moderner Autosuper maßgebend beteiligt. Im folgenden soll kurz die Dimensionierung bezüglich der Frequenzvariation und die Ausbildung des Gleichlaufes behandelt werden. Um eindeutige Gleichlaufbedingungen zwischen Vor- und Oszillatorkreis zu schaffen, muß von vornherein die lineare Frequenzcharakteristik angestrebt werden. Versuche führen hierbei am schnellsten zu einem Ergebnis.

Betrachten wir die Funktion

Frequenz = f (Weg), siehe Bild 5,

für eine Zylinderspule mit linearer Wicklung und beweglichem Eisenkern. Die Frequenzänderung am Anfang und Ende des Kernweges ist gering. Um in beiden Fällen die Frequenzänderung zu vergrößern, muß die Windungszahl in diesem Bereich vergrößert werden, so daß man eine Wicklung mit unterschiedlicher Steigung erhält (Bild 6). Die vom Variometerkern beschriebene Weglänge L, die eine lineare Frequenzänderung ergibt, muß größer sein als die für einen bestimmten Frequenzbereich (Mittelwelle 510 bis 1620 kHz) benötigte Weglänge des Variometerkerns. Dadurch ist es möglich, den Variometerschwingkreis ohne zusätzliche Spulen auf zwei Punkten abzugleichen. Naturgemäß verändert der Kern die Induktivität des Variometers am größten, wenn er voll in die Spule eintaucht, so daß der Abgleichpunkt in diesem Fall am langwelligen Ende des Bereiches mit dem

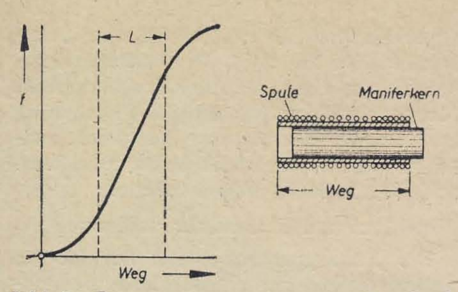


Bild 6: Frequenzgang einer mit unterschiedlicher Steigung gewickelten Zylinderspule in Abhängigkeit vom Kernweg

Variometerkern und am kurzwelligen Ende mit der Trimmerkapazität abgestimmt wird. Es ist lediglich darauf zu achten, daß sich der Kern stets innerhalb der Länge L des geradlinigen Teiles bewegt. Ist das nicht der Fall, d. h. erfaßt der Variationsweg des Kernes den unteren bzw. oberen Knick der Charakteristik Frequenz = f (Weg) nach Bild 6, ändert sich die Frequenz in diesem Bereich nicht mehr linear mit dem Kernweg, was Gleichlauffehler zur Folge hat. In dieser Hinsicht unterscheiden sich Vor- und Oszillatorkreis nicht voneinander. Ihr Unterschied liegt in der Ausführung der Wicklung. Während der Oszillator nur eine geringe Kreisgüte erfordert, verlangt der Vorkreis eine maximale Ausnutzung der Güte, die nur durch HF-Litze erreicht werden kann.

Während die für den Oszillator nötigen Windungen aus CuL-Draht mit unterschiedlicher Steigung ohne Schwierigkeit in einlagiger Wicklung auf den Körper gewickelt werden können, ist das bei HF-Litze im Vorkreis aus verschiedenen Gründen nicht möglich. Die wesentlich größere Toleranz im Außendurchmesser der HF-Litze gegenüber der des CuL-Drahtes gestattet nicht die nötige Präzision bei lagenweiser Wicklung der Variometerenden nach Bild 6. Eine genaue und saubere Wicklung ist jedoch ausschlaggebend für den Gleichlauf. Gleichzeitig würde es bei gegebener Länge des Variometerkörpers (etwa 30 bis 40 mm) nicht möglich sein, die zur Erreichung eines hohen Eingangswertes erforderliche Vorkreisinduktivität in einlagiger Wicklung auf den Körper zu bringen. Man wählt deshalb für den Vorkreis andere Wickelformen, die es gestatten, die Windungen an den Variometerenden mehrlagig unterzubringen.

Die Bilder 7 und 8 zeigen einige Wickelbeispiele von Variometern. Die mit CuL-Draht bewickelten Körper sind für den Oszillator bestimmt.

Soll die Permeabilitätsabstimmung in ihren Bereichen durch eine Zusatzspule auf Langwelle erweitert werden, so muß in jedem Fall ein Gleichlauffehler in Kauf genommen werden, da Oszillator- und Vorkreis, bedingt durch den Frequenzunterschied der ZF, nur an zwei Punkten idealen Gleichlauf zeigen können.

Für die Anwendung eines Serien-L ergibt sich dabei folgendes Verhältnis (vgl. Bild 9):

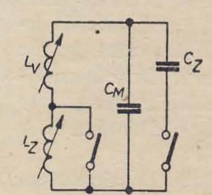


Bild 9: Schaltung eines Variometerkreises für Mittel- und Langwelle

Im Bild 9 ist die Art der Antennenkopplung nicht berücksichtigt, da sie als kapazitiv wirkendes Element nicht auf die Variation eingeht, wenn ihre Kapazität in der Gesamtkreiskapazität mit enthalten ist. Da die Langwelle eine geringere Frequenzvariation benötigt als die Mittelwelle, muß eine Zusatzinduktivität L_z in Reihe mit L_v geschaltet werden. Um diese Frequenzvariation in den gewünschten Bereich zu legen, ist eine Zusatzkapazität C_z notwendig.

Es besteht folgende Beziehung:

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{v\,max} + L_z) \cdot C}}, \quad (8)$$

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{v\,min} + L_z) \cdot C}}, \quad (9)$$

daraus wird

$$\left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)^2 = \frac{L_{v\,max} + L_z}{L_{v\,min} + L_z}. \quad (10)$$

Nach L_z aufgelöst wird aus (10)

$$L_z = \frac{\left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)^2 L_{v\,min} - L_{v\,max}}{1 - \left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)^2} \quad (11)$$

und durch Auflösung von (8), wenn für $C = C_z + C_M$ eingesetzt wird,

$$C_z = \frac{1}{(2\pi f_{min})^2 (L_{v\,max} + L_z)} - C_M. \quad (12)$$

In diesen Gleichungen bedeuten die Größen:

$L_{v\,max}$ = Variometer-L_{max}
$L_{v\,min}$ = Variometer-L_{min}
L_z = Langwellenzusatzspule
$\frac{f_{max}}{f_{min}}$ = gewünschte Frequenzvariation
C_M = Kreiskapazität Mittelwelle
C = Kreiskapazität Langwelle = $C_z + C_M$
C_z = Zusatzkapazität für Langwelle

Die gleichen Verhältnisse würden sich für Kurzwelle ergeben. Hier erfolgt jedoch die Einengung des Bereiches mit einer Parallelinduktivität. Die Berechnung ist gleich der für Langwelle. Da man diese Art der Kurzwellenabstimmung nur noch selten findet, soll darauf in diesem Zusammenhang nicht eingegangen werden.

Literatur

[1] Ing. J. Bluhm: Grafische Parallellaufermittlung, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 9 (1956) S. 262.
A. Sternemann: Berechnung der Gleichlaufkreise im Super, Funk-Technik Nr. 12 (1956) S. 343.
Pitsch: Lehrbuch der Funkempfangstechnik, Akad. Verlagsges. Geest & Portig, Leipzig, Auflage 1950.
[2] Dipl.-Ing. Hans-Günter Stamer: AM-Eingangsschaltungen von Rundfunkempfängern, radio-mentor Nr. 3 (1956) S. 148.

Bild 7: Frequenzgerade Variometer mit Kammerwicklung

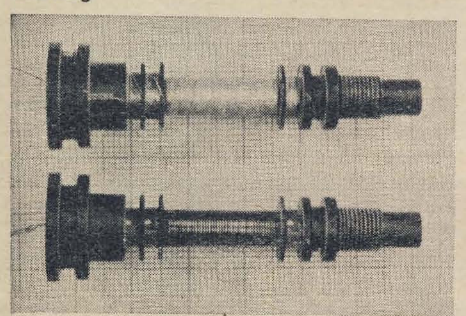
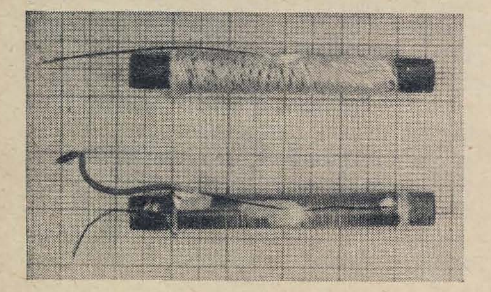


Bild 8: Frequenzgerade Variometer mit Steigungswicklung



Neue Röhrenserie für Kraftwagenempfänger

Die amerikanische Firma Tung-Sol hat einige Röhren entwickelt, die mit 12,6 V Anoden- und Schirmgitterspannung arbeiten. Sie werden vorläufig in Kraftwagenempfängern in Verbindung mit einer Transistorendstufe eingesetzt. Als Beispiel möge die Bestückung des Motorola-Autosupers BKA 6 T dienen:

Vorstufe 12 AC 6 (HF-Pentode), Mischstufe 12 AD 6 (Pentagridconverter), ZF-Stufe 12 AC 6, Demodulator und erste NF-Stufe 12 F 8 (Duodiode und NF-Regelpentode), Treiberstufe 12 K 5 (Raumladegitterröhre), Endstufe 2 N 176 (Leistungstransistor, 2,5 W Sprechleistung). Dieser Super arbeitet also ohne den sonst üblichen Zerhackernetzteil.

In der Tabelle sind einige der hauptsächlichen Röhrendaten aufgeführt. Sämtliche Röhren sind indirekt geheizt, Heizspannung 12,6 V. Die 12 AE 6 (siehe Tabelle) ist eine Duodiode-Triode, für die 12 F 8 lagen uns die Daten nicht vor.

Typ	U_a in V	U_{g1} in V	U_{g2} in V	U_{g3} in V	I_a in mA	I_{g1} in mA	I_{g2} in mA	S in mA/V	μ
12 AC 6	12,6	0¹)	12,6	0	0,028	—	0,028	0,73	—
12 AD 6²)	12,6	—1,1³)	12,6⁴)	0	0,12	0,03	0,65	0,1	—
12 AE 6 Triode	12,6	0	—	—	0,75	—	—	1	15
Dioden	10,0	—	—	—	2	—	—	—	—
12 K 5	12,6	12,6	—2	—	8	85	—	7	5,6⁵)

[1]) Gitterableitwiderstand 2,2 MΩ. [2]) Als Mischröhre. [3]) Spannungsabfall am Gitterableitwiderstand. [4]) Spannung an Gitter 2 und Gitter 4. [5]) Verstärkungsfaktor vom Gitter 2 zur Anode.

Entnommen aus Proc. IRE, Mai 1956, und Radio and Television News, Sept. 1956, S. 60/61

Ing. ZDENĚK TUČEK

Die Typenbezeichnungen der Tesla-Röhren

Durch den folgenden Beitrag, der keinen Anspruch auf Vollständigkeit erhebt, machen wir unsere Leser mit der Norm bekannt, die in der ČSR für die Typenbezeichnung der Tesla-Röhren aufgestellt wurde. In Anbetracht der Tatsache, daß in der Elektroindustrie von Ländern, die wirtschaftlich eng zusammenarbeiten, die einheitliche Typenbezeichnung von Röhren viele Vorteile bietet, sind diese Ausführungen gleichzeitig als Diskussionsgrundlage für die Ausarbeitung eines zweckmäßigen Bezeichnungssystems geeignet.

Die Arten der technischen Bezeichnungen für Röhren sind mannigfaltig. Wenn auch in der Vergangenheit im Rahmen mancher Konzerne einheitliche Typenbezeichnungen von Röhren eingeführt wurden, besteht doch im Weltmaßstab keine Ordnung in der Röhrenbezeichnung. Eine systematische Analyse der bekannten Systeme von Typenbezeichnungen ist sehr schwierig, da für jede Röhrengruppe je nach dem Verwendungszweck eine anderes Schema gilt. Aus diesem Grunde konnte sie auch keine vollkommene Anleitung zur Schaffung eines einheitlichen Typenbezeichnungssystems für die TESLA-Röhren bieten, und es war notwendig, auf vielen Gebieten eine eigene Lösung vorzuschlagen.

Der Röhrenindustrie der ČSR wurde ein vollständiger Plan für den Aufbau der Typenbezeichnungen aller Erzeugnisse vorgeschlagen. Bei der Bezeichnung der Empfängerröhren ist entsprechend der sowjetischen und amerikanischen Praxis die Angabe der Heizspannung eingeführt worden. An den ersten Stellen aller Typenbezeichnungen befinden sich demzufolge Ziffern, der mittlere Teil der Typenbezeichnung wird mit Buchstaben besetzt und die übrigen wichtigen technischen Angaben werden durch eine weitere Ziffergruppe gekennzeichnet. Es ist gelungen, das Grundschema „Ziffern, Buchstaben, Ziffern" für die überwiegende Mehrheit neuer Erzeugnisse anzuwenden, mit Ausnahme einer Gruppe von Senderöhren und einiger Spezialröhren, über die im Abschnitt „Bezeichnung von Senderöhren" ausführlich berichtet wird.

Während die Angabe der Heizspannung in der Typenbezeichnung gut zur Klassifizierung der Empfängerröhren dient, ist sie jedoch bei einem Bildwandler unbedeutend und bei einer Fotoröhre überhaupt nicht sinnvoll. Aus diesem Grunde wurden alle Röhren, die entsprechend dem Perspektivplan gefertigt werden, in Gruppen aufgeteilt und für jede Gruppe ein besonderer Schlüssel für die Zusammensetzung der Typenbezeichnung festgelegt.

Die Grundklassifizierung der TESLA-Röhren teilt alle Erzeugnisse vom Standpunkt des Aufbaues einer Typenbezeichnung in drei Gruppen auf:

1. Röhren für Empfänger, Verstärker und Meßgeräte
2. Spezialröhren
   a) Röhren mit besonderen Eigenschaften
   b) Fotoröhren
   c) Bildröhren
   d) Senderöhren mit Elektronenleitung
   e) Wanderfeldröhren
   f) Ionenröhren und Thyratrons
   g) verschiedene Spezialtypen
3. Sende- und Modulatorröhren

Durch die Variationen des Standardschemas für die einzelnen Gruppen lassen die Typenbezeichnungen soweit wie möglich gewisse Eigenschaften des Erzeugnisses erkennen. Bei der Zusammensetzung der Teilkode war aber in jedem Fall der einheitliche Aufbau der Typenbezeichnung ausschlaggebend.

Bezeichnung von Empfängerröhren

Wie bereits erwähnt, ähnelt die Typenbezeichnung einer Empfängerröhre der sowjetischen oder amerikanischen Bezeichnung, indem die Zifferngruppe am Anfang der Bezeichnung den abgerundeten Wert der Heizspannung ausdrückt. Der Buchstabenteil der Typenbezeichnung bestimmt das Röhrensystem auf normale europäische Weise. Die Zifferngruppe am Ende des Symbols bezeichnet den Sockel und die Ausführung der Röhre. Die Buchstabensymbole für die verschiedenen Systeme sind folgende:

A — Diode
B — Duodiode
C — Triode
D — Endtriode
E — Tetrode
F — Pentode
H — Hexode und Heptode
K — Oktode
L — Endpentode
M — Abstimmanzeigeröhre
W — Einweggleichrichter, gasgefüllt
X — Zweiweggleichrichter, gasgefüllt
Y — Hochvakuum-Einweggleichrichter
— Hochvakuum-Zweiweggleichrichter

Die Ziffer(n) hinter der Buchstabengruppe gibt den Röhrensockel an. Hierfür gilt folgendes Schema:

1 — Oktalsockel
2 — Loktalsockel, Reihe 21, z. B. ECH 21...
3 — Heptalsockel (7-Stift-Miniaturröhrensockel)
4 — Novalsockel (9-Stift-Miniaturröhrensockel)
5 — Spezialsockel (9 Stifte)
6 — Submagnalsockel (11 Stifte)
7 — Duodekalsockel (12 Stifte)
8 — Diheptalsockel (14 Stifte)
9 — Drahtanschlüsse
21 — Stiftsockel (Stahlröhrensockel)
22 — Außenkontaktsockel
25/3 — amerikanischer Stiftsockel (3 Stifte)
25/4 — europäischer Stiftsockel (4 Stifte)
25/5 — europäischer Stiftsockel (5 Stifte)
31 — Edisongewinde E 14
32 — Edisongewinde E 27
33 — Edisongewinde E 40
34 — Anschlußklemmen

Für Röhren mit einer Sockelsonderausführung oder in einer besonders speziellen Ausführung, wie z. B. Röhren für das UKW-Gebiet, werden zur Bezeichnung die Zahlen 40 bis 99 verwendet.

Die Typensymbole werden ohne Abstände und ohne Interpunktionszeichen geschrieben und nach den ersten Buchstaben untereinander geordnet. Bei Doppelsystemröhren werden die Symbole der einzelnen Systeme alphabetisch geordnet. Der Aufbau einer Typenbezeichnung wird an Hand einiger Beispiele erklärt:

1AF34, Diode-Pentode (AF), Heizspannung 1,4 V (abgerundet auf 1 V), Sockel 3 (Heptalsockel), Ausführung 4.

6CC10, Doppeltriode (CC), Heizspannung 6,3 V, Sockel 1 (Oktalsockel), Ausführung 0.

6L43, Endpentode (L), Heizspannung 6,3 V, Sockel 4 (Novalsockel), Ausführung 3.

35Y31, Einweggleichrichter (Y), Heizspannung 35 V, Sockel 3 (Heptalsockel), Ausführung 1.

Die letzte Ziffer einer Typenbezeichnung erklärt die „Ausführung". Darunter sind besondere Kennzeichen zu verstehen, wodurch sich Röhren gleichen Typs, aber verschiedener Serien wesentlich unterscheiden. Es kann sich um die Sockelschaltung (Anzahl der herausgeführten Anschlüsse), den Verlauf der Kennlinie, mehr oder weniger ausgeprägte charakteristische Eigenschaften oder um besondere konstruktive Ausführungen handeln.

Bezeichnung von Sonderröhren

Während der Kode für die Zusammensetzung von Empfängerröhrensymbolen einfach war, wurden in der großen Gruppe der Spezialröhren einige Schemen vom Verwendungszweck einzelner Typen abgeleitet. Da die erste Stelle der Typenbezeichnung mit Buchstaben besetzt ist, die nicht zur Kennzeichnung der Empfängerröhren dienen, sind alle „Sonderröhren" sofort an ihrer Typenbezeichnung erkenntlich. Es handelt sich um die Buchstaben, N, P, Q, R, S, T, U, V.

a) Bezeichnung von Spezialröhren

Die Untergruppe N umfaßt die Sonderröhren und Bauelemente mit röhrenähnlichen Eigenschaften, die zweckmäßig keiner anderen Gruppe zugeordnet werden können. Unter den Sonderröhren findet man z.B. die Rauschröhren (Rauschdioden), Elektrometerröhren sowie Halbleiter und Transistoren.

Durch die Verbindung des Buchstaben N mit einem entsprechenden Buchstaben, den man zur Bezeichnung eines Röhrensystems verwendet, entsteht der Buchstabenteil der Typenbezeichnung für eine Sonderröhre. Die Angabe der Heizspannung wird durch die einfache Ordnungszahl des Typs ersetzt. Die Sockelbezeichnung bleibt dieselbe wie bei den Empfängerröhren, die Ausführungsnummer fällt weg.

Beispiel:

1NA3, Spezialdiode (NA), Typ 1, Sockel 3.

1NE9, Elektrometertetrode (NE), Typ 1, Drahtanschlüsse (9).

b) Bezeichnung von Halbleitern

Die Buchstabenkombinationen NN bis NV kennzeichnen Halbleiter nach folgender Einteilung:

NN — Kristalldioden für höhere Spannung
— (Spitzenausführung)
NP — Flächengleichrichter
NQ — Kristalldioden für höhere Frequenz
NR — Kaltleiter (Thermistoren)
NS — Schwingkristalle
NT — Spitzentransistoren
NU — Flächentransistoren
NV — spezielle Transistoren

Die Symbole für alle Halbleiter werden in der üblichen Form aufgebaut. An erster Stelle befindet sich die Ordnungszahl eines Typs, welche die elektrischen Eigenschaften eines Erzeugnisses bestimmt.

An letzter Stelle der Typenbezeichnung wird die Gehäuseausführung eines Erzeugnisses durch die Ziffern 44 bis 99 nach dem folgenden Kode gekennzeichnet:

40 bis 49 Glasgehäuse
50 bis 59 keramisches Gehäuse
60 bis 69 Kunststoffgehäuse
70 bis 79 Metallgehäuse
80 bis 99 Spezialausführung

Beispiel:

3NN40, Kristalldiode in Spitzenausführung (NN) für höhere Spannung, Typ 3, Glasgehäuse (40).

1NP60, Flächengleichrichter (NP), Typ 1, Kunststoffgehäuse (60).

2NT70, Spitzentransistor (NT), Typ 2, Metallgehäuse (70).

Die ersten zwei Stellen in den Typenbezeichnungen der Kaltleiter sind mit Ziffern besetzt. Die erste Ziffer bestimmt die innere Konstruktion eines Kaltleiters, die zweite Ziffer bezeichnet seinen Widerstand bei 20° C nach einem besonderen Kode. Die Buchstabengruppe NR gibt an, daß es sich um einen Kaltleiter handelt. Weitere Doppelziffern bestimmen die Belastung eines Kaltleiters und die konstruktive Ausführung ebenfalls nach einem besonderen Kode.

Die Zweckmäßigkeit der Typenbezeichnung geht aus dem folgenden Beispiel hervor. Man kann das Symbol mit einer verhältnismäßig umfangreichen technischen Beschreibung dieses Erzeugnisses vergleichen.

51NR43, Kaltleiter (NR) mit einer indirekt geheizten Perle im Vakuum, Heizdraht 10 Ω (5), Kennwiderstand zwischen 1 bis 3 kΩ (1), Belastung bis 1 W (4), flacher Knopfkolben mit radialen Anschlüssen (3).

Eine vollkommene Analyse der Kode für Typenbezeichnungen von Kaltleitern würde über den Rahmen dieses Beitrages hinausgehen.

c) Bezeichnung von Fotoröhren

Buchstabenkombinationen mit dem Buchstaben P an der ersten Stelle bezeichnen Fotoröhren. Die Grundklassifizierung der Fotoröhren setzt folgende Typen voraus:

PA bis PF — Vakuumfotozellen
PG bis PM — Vakuumfotozellen mit Vervielfacher
PN — Lichtwiderstände
PP — Sperrschichtfotozellen

In der Untergruppe der Vakuumfotozellen bezeichnet:

PA — Fotozellen mit Seitenkatode
PB — Fotozellen mit Frontkatode
PF — Fotozellen in spezieller Ausführung

In der Untergruppe der Fotozellen mit Vervielfacher bezeichnet:

PK — Fotozelle mit einem elektrostatisch gesteuerten Vervielfacher

Die erste Zifferngruppe der Typenbezeichnung drückt die spektrale Charakteristik sowie die Lage des Punktes der maximalen Empfindlichkeit nach folgendem Kode aus:

01 bis 09 — Spezialverlauf
10 bis 19 — längere Wellenlängen des infraroten Spektralgebietes
20 bis 29 — kürzere Wellenlängen des infraroten Spektralgebietes
30 bis 39 — Spektralgebiet rot-orange
40 bis 49 — Spektralgebiet orange-gelb
50 bis 59 — Spektralgebiet gelb-grün
60 bis 79 — Spektralgebiet blau
80 bis 89 — violettes Spektralgebiet und längere Wellenlängen des violetten Spektralgebietes
90 bis 99 — kürzere Wellenlängen des UV-Spektralgebietes

Den Sockel und die Ausführung bestimmen die Ziffern an den letzten beiden Stellen der Typenbezeichnung wie bei den Empfängerröhren. Die Ordnungszahlen der Ausführung werden in zwei Gruppen eingeteilt. Die Ziffern 0 bis 4 gelten für die Vakuumfotozellen, die Ziffern 5 bis 9 für gasgefüllte Fotoröhren.

Beispiel:

61PA10, Vakuumfotozelle mit Seitenkatode (PA), maximale spektrale Empfindlichkeit im blauen Gebiet (6), Verlauf der Spektralcharakteristik 61, Oktalsockel (1), Ausführung 0 (Vakuum).

Eine Fotozelle mit ähnlicher Spektralkennlinie aber mit Drahtausführungen und gasgefüllt besitzt die Typenbezeichnung 61PA95.
Bei speziellen Fotoröhren wird hinter der Buchstabengruppe PF eine einfache Ordnungszahl angegeben. Die Sockel- und Ausführungsbezeichnung entfällt. Die Ordnungszahlen gelten für alle Verläufe der Spektralkennlinie, so daß die letzte besetzte Stelle z. B. beim Typ 61PF4 bezeichnet, daß es insgesamt vier spezielle Ausführungen dieser Vakuumfotozellen gibt, die vierte Ausführung besitzt die Kennlinie 61.
Fotoröhren mit Vervielfacher haben meist Spezialsockel. Hinter der Buchstabengruppe werden die Nummern 40 bis 99 angegeben (mechanischer Index). Eine weitere Ziffer stellt den bestimmten Typ dar.

Beispiel:

60PK403 bezeichnet eine Fotoröhre mit elektrostatisch gesteuertem Vervielfacher (PK), Konstruktionsausführung 40, Typ 3.

d) Bezeichnung von Bildröhren

Für Bildröhren gibt es zwei Variationen des Grundschemas zum Aufbau der Typenbezeichnungen. Bei den Bildwiedergaberöhren (QP, QQ, QR, QS) wird der Durchmesser oder die Diagonale des Schirmes bezeichnet, bei den Bildaufnahmeröhren (QK, QL, QM, QO, QV) die Spektralkennlinie. Der Aufbau der Typenbezeichnung wird in jeder Untergruppe besonders behandelt.

Die Buchstabengruppen für die Typenbezeichnungen von Bildwiedergaberöhren geben an:

QP — Bildröhren mit magnetischer Steuerung
QR — Bildröhren mit elektrostatischer Steuerung
QQ — Bildröhren mit gemischter Steuerung
QS — Mehrsystembildröhren

Die ersten Ziffern in der Typenbezeichnung von Bildröhren geben den Durchmesser oder die Diagonale des Schirmes in cm und die Ordnungszahl des Typs an. Die Ziffer am Ende der Typenbezeichnung bestimmt den Schirm nach folgendem Kode:

40 — Monoskop
41 — grüne Farbe, mittlere Nachleuchtzeit
42 — blaugrüne Farbe, lange Nachleuchtzeit
44 — weiße Farbe, mittlere Nachleuchtzeit
47 — blaue Farbe, sehr lange Nachleuchtzeit
50 — Skiatron
51 — blaue Farbe, kurze Nachleuchtzeit
52 — orange Farbe, lange Nachleuchtzeit
55 — blaugrüne Farbe, sehr kurze Nachleuchtzeit

Beispiel:

430QP44, magnetisch gesteuerte Bildröhre (QP), Schirmdurchmesser 43 cm, Typ 0, Schirm 44 (für Bildfunk).

Die Buchstabengruppen für die Typenbezeichnungen von Bildaufnahmeröhren haben folgende Bedeutung:

QK — Superikonoskop
QL — Ikonoskop
QM — Superorthikon
QO — Orthikon
QV — Vidikon

Die erste Zifferngruppe nennt das Gebiet der Spektralempfindlichkeit nach demselben Kode wie bei den Fotoröhren, die weiteren Ziffern stellen eine Typenfolge dar. Die Zahlen von 40 bis 99 am Ende der Typenbezeichnung geben die Ausführung an.

Beispiel:

51QK40, Superikonoskop (QK), höchste Empfindlichkeit im Gebiet gelb-grün (5), Typ 1, normale Ausführung (40).

e) Bezeichnung von Spezialröhren und Ionenröhren

Für die Typenbezeichnungen der Senderöhren, Ionenröhren, Thyratrons und der verschiedenen Spezialröhren, z. B. Schaltröhren, Sicherungsröhren, Dekatron usw. wurde ein gemeinsamer Kode vorgeschlagen.
Die Gruppe wird durch die Buchstaben R, S, T, U an der ersten Stelle des Mittelteiles der Typenbezeichnung charakterisiert.

R — Senderöhren mit Elektronenleitung
S — geschwindigkeitsgesteuerte Röhren
T — Ionenröhren und Thyratrons
U — verschiedene Spezialröhren

Der zweite Buchstabe bestimmt nach bekannten Grundsätzen das Röhrensystem. Außerdem werden weitere Buchstaben mit folgenden Bedeutungen verwendet:

N — Sicherungsröhre
P — Diode für Impulsbetrieb
Q — Duodiode für Impulsbetrieb
R — Triode für Impulsbetrieb
S — Tetrode für Impulsbetrieb
T — Pentode für Impulsbetrieb
U — Röhre mit sechs oder mehr Elektroden für Impulsbetrieb

An den ersten Stellen einer Typenbezeichnung befinden sich Ziffern. Die erste Ziffer bestimmt die Heizleistung, die nachstehende Ziffer bezeichnet die Ordnungszahl des Typs. Der Kode für die Bezeichnung der Heizleistung ist folgender:

Leistung	Ziffer
0 W	1
1 bis 10 W	2
10 bis 20 W	3
20 bis 50 W	4
50 bis 100 W	5
100 bis 300 W	6
300 bis 1000 W	7
1000 bis 3000 W	8
über 3000 W	9

Die Zahlen 1 bis 39 an den letzten Stellen der Typenbezeichnung geben nach bekanntem Kode den Sockel an, die Zahlen 40 bis 99 dienen zur Bestimmung einer Sonderausführung.

Beispiele:

52RD40, Sendetriode (RD), Heizleistung 60 W (5), Typ 2, Ausführung 40.

63SP40, Magnetfeldröhre (SP = Diode für Impulsbetrieb), Heizleistung 200 W (6), Typ 3, Ausführung 40.

11TA3, Stabilisator (TA = Ionenröhre) ohne Heizleistungsaufnahme (1), Typ 1, Heptalsockel (3).

11TF25, Stabilisatorröhre mit 5 Elektroden (TF s. z. B. STV 280/40 Stabilovolt), ohne Heizleistungsaufnahme (1), Typ 1, Stiftsockel (25/5).

51TR7, Thyratron für Impulsbetrieb (TR), Heizleistung 65 W (5), Typ 1, Sockel 7.

Soll ein Mehrphasengleichrichter bezeichnet werden, wird die Anzahl der Gleichrichterwege durch eine Ziffer vor dem Symbol A (Diode) ausgedrückt. So erhält z. B. ein Sechsphasen-Quecksilberdampfgleichrichter, Heizleistung 250 W, Typ 2, mit Zuführungsklemmen die Typenbezeichnung 62T6A34.

Bezeichnung von Senderöhren

Das im letzten Abschnitt beschriebene System für die Typenbezeichnung von Senderöhren konnte sich allerdings gegenüber dem bisher üblichen kommerziellen System noch nicht durchsetzen. Im folgenden Abschnitt wird die zur Zeit angewendete Bezeichnungsart behandelt.
Das Grundschema der Typenbezeichnungen für Senderöhren (einschließlich Gleichrichterröhren für Sender) besteht aus Buchstaben, Ziffern und Buchstaben.
Der erste Buchstabe der Typenbezeichnung drückt die Art des Erzeugnisses aus, und zwar:

R — Vakuumröhren für Sender
Z — Modulatorröhren
U — Ionenröhren für Gleichrichter

Der zweite Buchstabe der Typenbezeichnung bestimmt das System nach bekannten Grundsätzen. Der mittlere Teil der Typenbezeichnung drückt die Verlustleistung der Senderöhren (in W oder kW), den mittleren Gleichstrom von Gleichrichterröhren (in mA oder A) und den mittleren Gleichstrom der Entladungsröhren (in A) aus. Der weitere Buchstabe bestimmt die Einheit der Verlustleistung oder des Gleichstromes der Röhren. Wenn nach den Ziffern der Buchstabe X oder Y folgt, wird die Verlustleistung in kW und der mittlere Strom in A angegeben. Bei den Ionenröhren wird der Strom stets in A angegeben.
Außer den Buchstaben X und Y, welche gleichzeitig die Kühlungsart der Röhren bezeichnen (X = Luftkühlung, Y = Wasserkühlung), befindet sich am Ende der Typenbezeichnung ein weiterer Buchstabe, der die Ausführung bestimmt. Die Buchstaben werden in alphabetischer Reihenfolge ohne den besonderen Schlüssel verwendet. Folgende Beispiele erklären den Aufbau der Typenbezeichnungen:

RD25A, Sendetriode (RD), Verlustleistung 25 W, Typ A.

RD150YA, Sendetriode (RD), Verlustleistung 150 kW, Wasserkühlung (Y), Typ A.

REE30A, Zweifach-Sendetetrode (REE), Verlustleistung je 30 W, Typ A.

ZD800B, Modulatortriode (ZD), Verlustleistung 800 W, Typ B.

RA75C, Einweggleichrichter (RA), mittlerer Gleichstrom 75 mA, Typ C.

RA7YA, Einweggleichrichter (RA), mittlerer Gleichstrom 7 A, Wasserkühlung (Y), Typ A.

UC8B, Thyratron (UC), mittlerer Gleichstrom 8 A, Typ B.

Verwertung des Systems

Das Typenbezeichnungssystem der TESLA-Röhren kann von verschiedenen Standpunkten aus betrachtet werden. Der Normenbearbeiter weiß das einheitliche Grundschema der Typenbezeichnung für die meisten Erzeugnisse zu schätzen. Ein Forschungs- und Entwicklungsingenieur, der auf einem eng spezialisierten Gebiet tätig ist, verlangt in der Regel, daß die Typenbezeichnung umfangreiche technische Auskünfte geben soll. So wurde z. B. über die Zweckmäßigkeit der Bezeichnung der Sperrspannung bei Kristalldioden, des Stromes und der Spannung bei Flächengleichrichtern, der Verlustleistung und der Anodenspannung bei Senderöhren viel diskutiert.
Die Techniker in der Meßgeräteindustrie betrachten die Typenbezeichnungen als eine ganz selbstverständliche Art der technischen Ausdrucksweise. Da sie im Umgang mit Zeichnungsnummern geübt sind, haben sie gegen die sechs- bis siebenstelligen Typenbezeichnungen der Röhren keinen Vorbehalt. Sie interessieren sich sogar nicht so sehr um die einzelnen Teilschemen für die Zusammensetzung der Typenbezeichnungen, denn die ganze Typenbezeichnung stellt für sie ein einziges Symbol dar.

Eine ausführlichere Klassifizierung der Typenbezeichnungen bedeutet für die Aufschlüsselung bestimmte Vorteile, denn dadurch entsteht ein Hilfsmittel für eine rasche Orientierung in der umfangreichen Zusammenfassung der Typenbezeichnungen. Dies setzt allerdings die Beherrschung des betreffenden Kodes für den Aufbau der Typenbezeichnung voraus. Im allgemeinen kann man sagen, daß die Beliebtheit der entzifferbaren Typenbezeichnungen proportional mit der Anzahl der Zusammenfassung wächst, was ganz selbstverständlich erscheint, denn bei der Arbeit mit einer kleinen Anzahl von Typen kann man diese mit einer beliebig zusammengestellten Typenbezeichnung leicht unterscheiden.

Das System der Typenbezeichnungen für die TESLA-Röhren ist, wie schon oben näher erklärt wurde, von den Empfängerröhrenbezeichnungen abgeleitet worden, was den Grundkode für den Aufbau der Typenbezeichnung nach dem Muster „Ziffern—Buchstaben—Ziffern" lieferte. Alle weiteren Variationen der Teilschemen wurden so abgeleitet, daß die gesamte Anzahl der Stellen in einer Typenbezeichnung nicht größer als sechs, ausnahmsweise sieben Symbole (z. B. bei den Bildröhren) ist. Als Grundlage dienten die folgenden Klassifizierungswerte:

Empfängerröhren:	Heizspannung, System, Sockel, Ausführung
Spezialröhren:	fortlaufende Nummer des Typs, System, Sockel, Ausführung
Halbleiter:	fortlaufende Nummer des Typs, Art, Ausführung
Fotoröhren:	Spektralkennlinie, Art, Sockel, Ausführung
Bildröhren:	Schirmdurchmesser, fortlaufende Nummer des Typs, Art der Ablenkung, Art des Schirmes
Bildaufnahmeröhren:	Spektralkennlinie, fortlaufende Nummer des Typs, Art, System, Ausführung
Sonderröhren:	Heizleistung, fortlaufende Nummer des Typs, System oder Art, Sockel oder Ausführung.

Es soll nun die Kapazität des gewählten Systems betrachtet werden. Die Gruppe der Typenbezeichnungen für die Empfängerröhren besitzt die geringste Kapazität. Hier kann man für jede Art des Erzeugnisses, die durch die Heizspannung, das System und den Sockel bezeichnend ist, zehn Typenbezeichnungen, wie folgt, verwenden:

6F30, 6F31 bis 6F39.

Falls ein bestimmter Röhrentyp in verschiedenen Variationen gefertigt wird, z. B. zwei Kennlinien (eine steile und eine exponentielle) bei der Pentode, Röhren mit geringem Rauschen, besonders erschütterungsfeste Ausführungen, eine Katode mit langer Lebensdauer, stellen die zehn Typenbezeichnungen keinen allzu großen Vorrat dar. Dagegen kann man viele Variationen als ganz überflüssig ausschließen, denn wenn eine bestimmte Röhre ohne Schwierigkeiten erschütterungsfest gebaut werden kann, wird die erschütterungsempfindlichere Röhre parallel nicht mehr erzeugt werden. Es wird zweckmäßig sein, einige Variationen der Ausführung durch Zufügung eines Buchstaben am Ende einer normalen Typenbezeichnung zu kennzeichnen, wodurch die Besetzung der Typen wesentlich beschränkt wird. Selbstverständlich ist es nicht möglich, die fortlaufenden Nummern eines Typs in die folgende Dekade fortzusetzen, d. h., daß man nach dem Symbol 6F39 die Typenbezeichnungen 6F310, 6F311 usw. nicht verwenden kann. Wenn auch im gegebenen Falle kein Mißverständnis auftreten könnte, da z. B. das Symbol 6F310 in der Praxis nicht eine Pentode mit dem Sockel 31 (Edison E 14) bezeichnen kann, ist aber z. B. das Symbol 6F410 nicht eindeutig, da dieses Symbol entweder die elfte Variation einer Pentode mit dem Sockel 4 (Reihenfolge 10) oder den ersten Typ (0) einer Pentode in Spezialausführung, die mit der Gruppe 41 statt der normalen Sockelnummer bezeichnet wird, bedeuten könnte.

Bei allen übrigen Typenbezeichnungen ist die Kapazität unbeschränkt, da die Ordnungszahlen der Typen frei zunehmen können. So würde z. B. der 115. Transistor die Typenbezeichnung 115NT70 oder die 19. Bildröhre mit dem Schirmdurchmesser 43 cm das Symbol 4319QP44 usw. erhalten.

Das System der Typenbezeichnungen für die TESLA-Röhren entwickelt sich seit dem Jahre 1948. Es wird durch die Norm TESLA [1] definiert. Die erwähnte Norm selbst hat bereits vier Ausgaben, da sich das System ständig erweitert. Mit der zweiten Ausgabe der Norm vom Mai 1952 wurde die heutige Form der Typenbezeichnung für Senderöhren eingeführt. Die dritte Ausgabe der Norm vom August 1954 hat den Aufbau der Typenbezeichnungen für die Halbleiter und Bildröhren vervollständigt. Für Bildröhren ist die Bezeichnung der Sockel weggefallen, die Bezeichnung der Art des Schirmes wurde eingeführt. Anfang 1956 ist die vierte Ausgabe der Norm erschienen, die Einzelheiten über den Aufbau der Typenbezeichnungen für Halbleiter und Fotoröhren enthält.

Das System, als Ganzes betrachtet, stellt einige Anforderungen an die Benützer. In der ersten Zeit der Einführung der neuen Symbole sind einige Irrtümer vorgekommen, die nicht mehr verbessert werden konnten, da eine Verbesserung in der Praxis die Erscheinung desselben Erzeugnisses mit einer doppelten Bezeichnung bedeuten würde. So erschien z. B. ein Teil der Röhrenserien 6CC10 als 6CC1 auf dem Markt, die Entladungsröhre 11TA3 wurde irrtümlicherweise als 11TA31 bezeichnet, so daß die fortlaufende Nummer des Typs in dem Symbol zweimal erscheint, was bedeuten könnte, daß die Entladungsröhre den Sockel 31 besitzt. Unter Berücksichtigung der Gesamtanzahl der verwendeten Typenbezeichnungen kommen nur wenige Irrtümer vor, die in Zukunft ausgeschlossen sein werden, da die Zusammenstellung von Typenbezeichnungen künftig durch die Fachnormalisationszentralstelle, welche die Zentralevidenzkartothek führt und keine Zustimmung zur Verwendung einer nicht normalisierten Bezeichnung gibt, koordiniert wird.

Literatur

[1] TESLA-Norm: NT-K 003. Typenbezeichnung der TESLA-Röhren, 4. Ausgabe 1956.

H. BAHNERT

Vorzüge und Nachteile der Intercarrierempfänger

Der Paralleltonempfänger und sein Nachteil

Die in der Deutschen Demokratischen Republik unter anderen vorhandenen Fernsehgeräte Rembrandt, Rubens sowie die Fernsehtruhen Clivia und Claudia sind sogenannte Paralleltonempfänger. Parallelton bedeutet eine Entnahme der Ton-ZF nach der Mischstufe, der ersten oder zweiten Bild-ZF-Stufe. Dieser Tonträger von z. B. 19,5 MHz wird, wie aus dem Blockschaltbild (Bild 1) hervorgeht, in ähnlichen Stufen wie der Bildträger verstärkt. Der Unterschied besteht nur in der Bandbreite der einzelnen Kanäle und der Besonderheiten hinsichtlich der Frequenzmodulation des Tones. Das Tonsignal läuft dabei parallel zum Bildsignal durch den Empfänger.

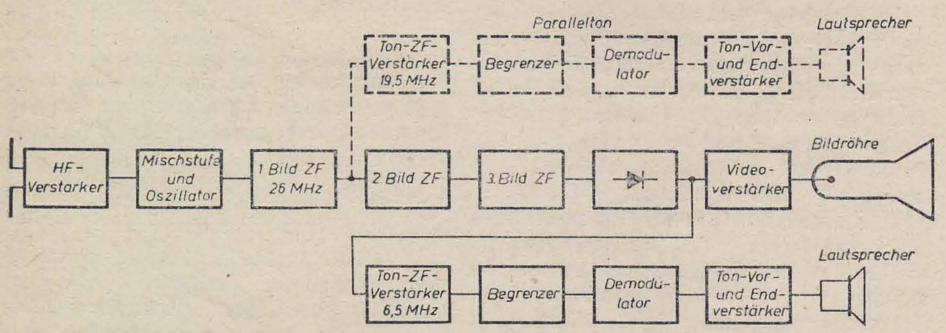


Bild 1: Blockschaltbild eines Intercarrierempfängers (gestrichelt: Tonentnahme beim Paralleltonempfänger)

Diese Empfängerart ist in ihrer Tonqualität von keinem Intercarrierempfänger zu übertreffen. Dennoch sind fast alle Empfänger des Weltmarktes nach dem Intercarrierprinzip aufgebaut. Der Grund hierfür ist die Empfindlichkeit der Kapazitäten der Oszillatorröhre und deren Schaltung auf mechanische bzw. akustische Schwingungen. Vom UKW-Rundfunk ist bekannt, daß eine Änderung der Oszillatorfrequenz am Demodulator eine Spannung entstehen läßt, die bei linearer Demodulatorkennlinie proportional der Frequenzabweichung ist. Ändert sich die Oszillatorfrequenz im Fernsehgerät, indem z. B. die Gitterdrähte der Oszillatorröhre durch akustische Einflüsse zum Schwingen gebracht werden, so ergeben sich gleiche Verhältnisse wie beim UKW-Empfänger. Genauer gesagt, am Demodulator entsteht eine Ausgangsspannung, deren Frequenz entsprechend den akustischen Schwingungen ist. Durch die Trägheiten des Röhrensystems handelt es sich hier um eine niederfrequente Spannung, die im NF-Teil verstärkt und durch den Lautsprecher abgestrahlt wird. Dieser beschallt die Oszillatorröhre, und es entsteht die bekannte akustische Rückkopplung. Diese Erscheinung tritt am stärksten bei hohen Empfangsfrequenzen auf, da eine gleiche Kapazitätsänderung bei höherer Frequenz eine größere Frequenzänderung ergibt. Das bedeutet, daß ein Paralleltongerät im Band III und höher sehr leicht zur akustischen Rückkopplung neigt. Versuche haben ergeben, daß nicht nur die Röhren des Oszillators, sondern auch dessen Bauelemente viel zur Rückkopplung beitragen können. Abhilfe ist hier nur durch schwingsichere Lagerung der Bauelemente zu erreichen. Auf Grund dieser

nicht restlos abstellbaren akustischen Rückkopplung wird der Paralleltonempfänger nur noch vereinzelt hergestellt.

Der Intercarrierempfänger

In diesem Empfänger wird Bild- und Tonträger gemeinsam im Bild-ZF-Verstärker bis zur Bilddemodulation verstärkt. Der Ton-ZF-Träger wird aber nicht im gleichen Maße wie der Bildträger verstärkt, sondern nur um etwa 10 bis 20% dieses Wertes. Der Grund für diese Tondämpfung ist die Gefahr der Kreuzmodulation, die entstehen kann, wenn zwei Träger genügender Größe an einer krummen Kennlinie (z. B. letzte Bild-ZF-Stufe) anliegen. Wird die Maximalverstärkung der Bild-ZF als Maß der Tonverstärkung betrachtet, so ergibt sich der üblich angegebene Wert von 5 bis 10%, da der Bildträger selbst nur mit der Hälfte der Maximalverstärkung (Nyquistpunkt) verstärkt wird. Die Gesamtdurchlaßkurve (Bild 2) muß folglich beim Tonträger eine Treppe haben, deren Höhe 5 bis 10% der Maximalamplitude ist. Ferner ist es erforderlich, daß die Treppe mindestens so breit ist, daß alle Seitenbänder des Tones gleichmäßig übertragen werden können. In der Praxis ist die Treppe jedoch viel breiter, so daß der Tonträger seine Frequenz beträchtlich ändern kann, ehe im Ausgang eine Änderung bemerkt wird.

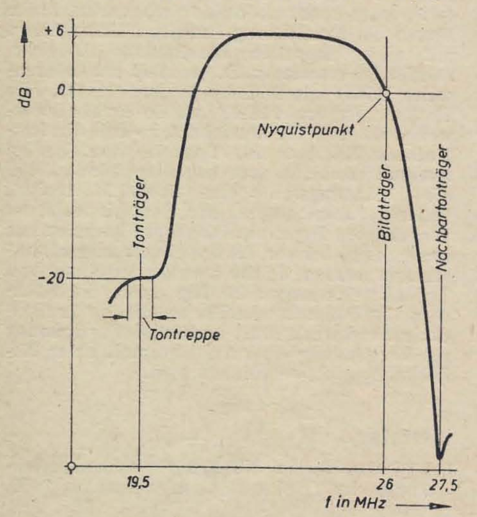


Bild 2: Durchlaßkurve eines Intercarrierempfängers

Am Bildgleichrichter des Intercarrierempfängers werden somit folgende Spannungen gewonnen:

1. Das Videosignal von 0 bis 4,5 MHz,
2. eine Ton-NF, bedingt durch die Umwandlung der FM an der Resonanzkurve des Gleichrichterkreises (Flankengleichrichtung),
3. die Differenzfrequenz zwischen Bild- und Tonträger von 6,5 MHz, und
4. eine Gleichspannung, die dem Mittelwert der anliegenden NF entspricht und für die weiteren Betrachtungen uninteressant ist.

Zu 1.: Das Videosignal wird wie in jedem anderen Empfänger verstärkt und zur Bildröhre geführt.

Zu 2.: Die entstehende Ton-NF ist so gering, daß eine Verwendung nicht möglich ist.

Zu 3.: Die Differenzfrequenz von 6,5 MHz ist, da einer dieser Träger frequenzmoduliert ist, ebenfalls frequenzmoduliert und wird durch einen Schwingkreis aus dem Videosignal ausgekoppelt. Die weitere Verarbeitung dieser Differenzfrequenz geschieht im Ton-ZF-Verstärker, der aus einer Verstärkerstufe, einem Begrenzer und einem Demodulator besteht.

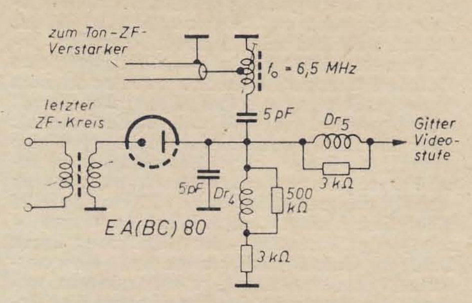


Bild 3: Entnahme des 6,5-MHz-Differenzsignales nach dem Bildgleichrichter

Eine andere Möglichkeit zur Tonverstärkung ist in der Videostufe gegeben, wenn deren Durchlaßkurve bis 6,5 MHz geht. Im Anodenkreis dieser Stufe kann, wie Bild 3 zeigt, der verstärkte Differenzträger abgenommen werden. Bei dieser Schaltung kann die erste Ton-ZF-Stufe entfallen, da die notwendige Verstärkung durch die Videostufe erreicht wird. Diesem Vorteil steht aber die Amplitudenmodulation des Tonträgers durch das Videosignal gegenüber. Das Videosignal wird galvanisch zur Videostufe geführt und ändert deren Arbeitspunkt und damit die Steilheit. Als Folge davon ist eine Abhängigkeit der Differenzträgerverstärkung vom Videosignal vorhanden, ferner ist eine gute Begrenzerstufe für eine saubere Tonwiedergabe erforderlich. Die dann immer noch vorhandenen Störungen, besonders der 50-Hz-Brumm, werden durch Demodulatoren behoben, die selbsttätig Amplitudenmodulation ausregeln. Trotz der Einsparung einer Röhre wird in guten Empfängern das Differenzsignal am Bildgleichrichter entnommen, da die Tonwiedergabe störungsfreier ist.

Nachteile des Empfängers

Störungen durch Phasen- oder Frequenzmodulation des Bildträgers

Bei einer Betrachtung der Verstärkung der Seitenbänder des Bildträgers ist einzusehen, daß das obere Seitenband mehr verstärkt wird als das untere. Werden diese Seitenbänder als Vektoren auf dem Träger dargestellt, so ergibt sich, daß ein Phasenwinkel zwischen dem Bildträger und der Resultierenden der Seitenbandvektoren entsteht. Dieser Phasenwinkel (Phasenänderung des Bildträgers) geht in die Frequenzmodulation des Differenzsignals mit ein. Die hierbei entstehenden Störungen sind aber vernachlässigbar klein. Erwähnt sei noch, daß diese Erscheinung bei jeder Restseitenbandübertragung auftritt.

Störungen durch Nichteinhaltung des Weißpegels

Viel einflußreicher auf die Tonwiedergabe als der oben beschriebene Phasenhub ist die Nichteinhaltung des Weißpegels im Sender, die ein gut hörbares Brummgeräusch von 50 Hz im Empfänger verursacht. Diese Frequenz entspricht der Bildwechselimpulsfrequenz, die nach OIR-Norm 50 Hz ist. Die Störung entsteht nun dadurch, daß zwischen den Bildimpulsen der Weißwert von 10% max. Trägerleistung stark herabgesetzt ist. Der Bildträger wird hierbei teilweise bis zum Nullwert durchmoduliert, so daß in dieser Zeit auch keine Differenzfrequenz entstehen kann, da ja dann der Tonträger nur allein am Bildgleichrichter vorhanden ist. Die Begrenzerröhre wird in der Zeit zwischen den Impulsen nicht ausgesteuert, und jeder neue Bildimpuls liefert erst wieder eine Differenzfrequenz. Bis zum Einsetzen der Begrenzerschwelle ist dieser Impuls dann im Lautsprecher zu hören. Dieser Effekt ist abhängig vom Bildinhalt. Er tritt bei einem Bild mit viel Weißinhalt eher auf als bei einem Schwarzbild.

Störabstand des Tones

Wie bereits schon erwähnt wurde, ist in bezug auf die Tonqualität der Paralleltonempfänger dem Intercarrierempfänger überlegen. Unvermeidliche Störungen und Rauschanteile modulieren auch den Bildträger frequenzmäßig. Dieses Rauschen überträgt sich ebenfalls mit in den Tonkanal. Bild 5 zeigt berechnete Störabstandskurven, die von H. J. Griese vom RTI in Nürnberg aufgestellt wurden.

Praktische Versuche bestätigten, daß ein stark verrauschtes Bild einen ebenso verrauschten Ton zur Folge hat. Beim Durchstimmen des Oszillators ist hierbei keine ausgeprägte Rauschlücke wie beim Paralleltongerät zu bemerken. Ein Fernempfang unter extremen Bedingungen fällt dabei stets zugunsten des Paralleltongerätes aus, solange der Bildträger stark verrauscht ist.

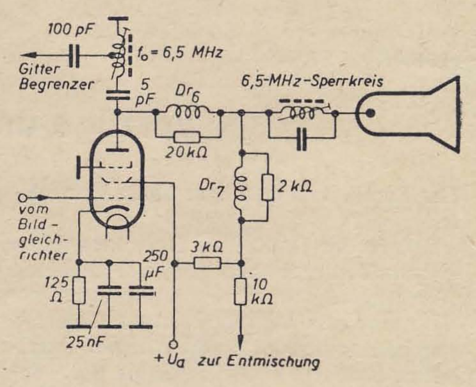


Bild 4: Entnahme des Differenzsignales nach der Videostufe

Vorteile des Empfängers

Änderung der Oszillatorfrequenz

Durch die Tatsache, daß Bild- und Tonträger gemeinsam verstärkt werden und nach dem Bildgleichrichter nur ihre Differenz für den Ton verwendet wird, geht hervor, daß eine Oszillatorabweichung diese Differenzfrequenz nicht verändert. Der Mikrofonie-Effekt des Paralleltonempfängers ist damit beseitigt. Der Ton des Intercarrierempfängers ist nach dem oben Gesagten unabhängig von dem absoluten Wert der Ton-ZF. Wichtig ist hierbei nur, daß die Tontreppe breit genug ist,

um eine Mindestverstärkung des Ton-ZF-Trägers zur Aussteuerung der Begrenzerröhre zu gewährleisten. Im praktischen Fall kann der Oszillator um etwa 1,0 MHz verändert werden, ehe eine Dämpfung des Tones zu bemerken ist. Hierbei ist allerdings eine genaue Weißpegelhaltung des Senders Voraussetzung. Gleichzeitig rutscht mit einer Verschiebung des Tonträgers der Bildträger auf der Nyquistflanke nach oben bzw. nach unten. Hieraus ergibt sich ein weiterer Vorteil des Intercarrierempfängers, der anschließend beschrieben ist.

Einstellung auf beste Bildgüte

Geht man nicht davon aus, daß die Ton-ZF verändert werden kann, sondern daß bei einer Änderung der Bild-ZF um etwa 1 MHz der Ton noch einwandfrei zu empfangen ist, so kann daraus abgeleitet werden, daß der Intercarrierempfänger nach dem besten Bildeindruck abgestimmt werden kann. Wie ja bekannt ist, ändert sich ein übertragener Rechteckimpuls, was Anstiegszeit und Dachschräge anbetrifft, mit der Lage des Bildträgers auf der Nyquistflanke. Liegt der Bildträger oben, so geht die Anstiegszeit des Impulses und damit die Auflösung zurück. Gleichzeitig bekommt er ein schräges Dach, was auf die große Verstärkung der tiefen Frequenzen zurückzuführen ist. Gleichlaufend damit steigt der Kontrast, da die Verstärkung des Bildträgers zunimmt. Im Gegensatz dazu sinkt der Kontrast, wenn der Bildträger unten auf der Nyquistflanke liegt. Die Anstiegszeit des Rechteckimpulses wird hierbei kürzer, da die hohen Frequenzen nun mehr verstärkt werden. Das Dach des Impulses biegt sich nach unten durch, da die mittleren Frequenzen schon durch die Nyquistflanke gedämpft werden, und bei weiterer Verschiebung des Trägers tritt eine starke Plastikbildung durch die übergroße Verstärkung der Höhen ein. Zwischen diesen beiden Extremwerten kann nun der Punkt der besten Wiedergabe eingestellt werden.

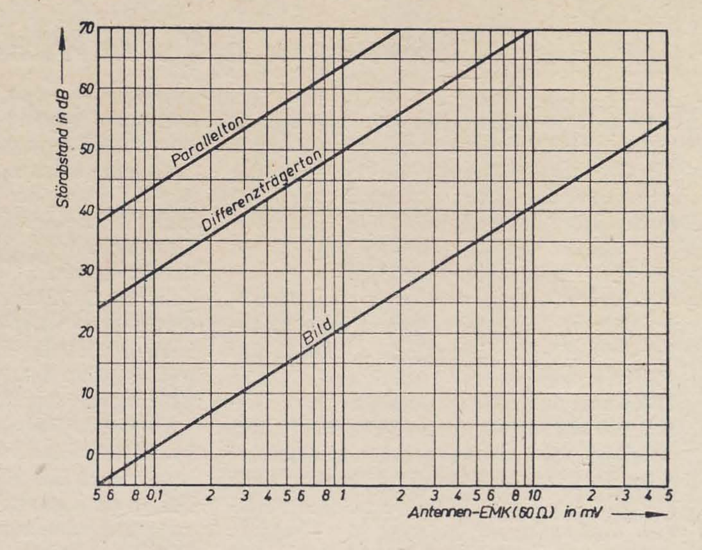


Bild 5: Berechnete Störabstände in Abhängigkeit von der Antennen-EMK des Bildsignales für eine Rauschzahl n = 10

Literatur

Sid Deutsch: „Theory and Design of Television Receives".

H. J. Griese: „Qualitätsgrenzen des Differenzträgerempfanges", FTZ H. 7, 1955.

Ein 6,6-t-Rundfunkübertragungswagen

Der im Funkhaus Köln eingesetzte große 6,6-t-Übertragungswagen wurde von der Zentraltechnik des NWDR nach Angaben und Wünschen des Funkhauses Köln gebaut und fertiggestellt. Die Forderung nach absoluter Studioqualität der vom Wagen gelieferten Aufnahmen bedingte die Verwendung von Studiogeräten. Um der geforderten Vielseitigkeit zu entsprechen, mußten drei Studiolaufwerke vorgesehen werden. Zusätzlich zu der mit Studiogeräten bestückten Anlage ist eine Übertragungsapparatur V 45 eingebaut. Außerdem wurde der Einsatz von drahtlosen Reportagegeräten vorgesehen.

Die NF-Anlage

Bei der mit Kassettenverstärkern V 72 ausgeführten Schaltung handelt es sich um eine normale Studioschaltung, die aber an einigen Stellen ergänzt wurde, um die vielseitigen Schaltungsanforderungen des Übertragungsbetriebes erfüllen zu können.

Der eine Hauptverstärker ist über den Sendeschalter und einen als Funkschutzschalter ausgebildeten Umschalter auf die Ausgangstrennverstärker geschaltet. Der andere Hauptverstärker liegt auf Klinke.

Die ersten drei Eingänge der Reglerwanne sind außerdem hinter den Vorverstärkern über regelbare Spannungsteiler zu einer getrennten Gruppe zusammengefaßt, die über einen dritten Ausgang zur Versorgung einer Solistenanlage verwendet werden kann.

Die Modulation wird mit 12 dB über drei Ausgangsleitungen abgegeben. Durch umschaltbare Spannungsteiler, die vor den Trennverstärkern dieser Leitungen liegen, kann der Ausgangspegel bis auf 14 dB eingestellt werden.

Bei Bedarf wird die mit Studiogeräten ausgerüstete Verstärkeranlage durch eine Übertragungsapparatur V 45 ergänzt. Der Ausgang ist zum Funkschutzschalter geführt. Er kann über Klinken auch direkt auf den Leitungsverteilerverstärker V 52 oder auch auf den Summenpunkt der Reglerwanne geschaltet werden. Damit stehen zwei in der Stromversorgung unabhängige NF-Anlagen zur Verfügung, die gegebenenfalls kombiniert werden können.

Zum Abhören und Überwachen der Sendung sind zwei Lautsprecher vorgesehen. Der Abhörlautsprecher ist eine über einen 25-W-Lautsprecherverstärker V 69 betriebene Hoch-Tieftonkombination.

Beim Pegeln wird als Generator ein Pegeltoneinsatz eines V 45 verwendet, der durch einen Netzanschlußzusatz für 220-V-Betrieb eingerichtet wurde.

Für Aufnahme und Wiedergabe sind drei Laufwerke R 69 mit den Verstärkern V 66 und V 67 vorhanden. Das dritte Laufwerk soll hauptsächlich für Einblendungen bei Hörspielaufnahmen verwendet werden.

Auffallend ist die große Zahl der eingebauten Klinken (etwa 150 Stück). Die NF-Einrichtung wird ergänzt durch eine Fernsprech- und eine Signalanlage.

Eine fest installierte Kommandoanlage ist nicht vorhanden. Mit Hilfe der Reserveverstärker können jedoch für den jeweiligen Betriebsanteil passende Kommandowege zusammengeschaltet werden.

Die Stromversorgung

Die Stromversorgung ist aufgeteilt auf ein 220/110-V-Netz und ein 12-V-Netz.

Das wageneigene 220-V-Netz wird über einen Widerstandsumformer aus einer 120-V-, 162-Ah-Batterie gespeist. Ihre Kapazität reicht bei Normalbelastung für einen 6stündigen Betrieb aus.

Zur Speisung des V 45 und des V 52 sowie für die Stromversorgung der drahtlosen Reportagegeräte sind zwei 12-V-, 162-Ah-Batterien vorhanden.

Die HF-Ausrüstung

Für einen drahtlosen Verkehr mit einem Reporter und mit dem Funkhaus können im Wagen zwei Sender und zwei Empfänger eingesetzt werden. Für zwei der dazu erforderlichen Antennen sind 7-m-Teleskopantennen vorgesehen, die auf dem Wagendach in vorbereitete Halterungen eingeschraubt werden können. Die anderen beiden Antennen müssen abgespannt und über auf dem Dach angebrachte Antennendurchführungsisolatoren an die Geräte angeschlossen werden. Die dazu im Wagen erforderlichen Kabel sind verlegt.

Literatur

H. Krause und H. Käding: Technische Hausmitteilungen des NWDR Heft 7/8 (1955) S. 142 bis 148.

Störungen auf der Mittelwelle im Raum Sachsen

Seit dem vergangenen Jahr macht sich auf der Mittelwelle, vor allem im Bereich der Großsender Dresden und Leipzig, eine unangenehme Störung bemerkbar. Sie äußert sich dadurch, daß beim Einstellen der Sender im Mittelwellenbereich ein starker Interferenzton auftritt.

Diese Störung wird von den Rundfunkhörern und auch vom Rundfunkhandel auf eine mangelnde Qualität der Rundfunkempfänger zurückgeführt, und es kommt zu Reklamationen bei den Stellen des Handels und bei den Herstellerbetrieben. Da diese Erscheinung nicht bei allen Rundfunkgeräten in gleichem Maße auftritt, ist diese Reaktion auf die plötzlich auftauchende Störung verständlich.

Es stellte sich jedoch bald heraus, daß diese Störung nicht in den Empfängern selbst zu suchen ist, sondern daß sie durch den Tausch der Frequenzen der beiden Großsender Leipzig und Magdeburg verursacht wird. Mitte des vergangenen Jahres wurden die Frequenzen dieser beiden Großsender gewechselt. Die neue Frequenz des Senders Leipzig von 575 kHz bildet mit der Frequenz des Senders Dresden auf 1043 kHz gerade die normalerweise als Zwischenfrequenz benutzte Interferenz-Frequenz von 468 kHz. Dadurch tritt bei allen Empfängern, die diese Zwischenfrequenz benutzen, der beobachtete Interferenzton auf.

Genaue Messungen, die gemeinsam von der HV Funk des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen und dem Funkwerk Dresden durchgeführt wurden, haben eindeutig ergeben, daß diese Störung bei ganz bestimmten Feldstärken dieser beiden Sender auftritt.

Bisher ist die Frequenz 468 kHz nicht mit starken Sendern belegt worden, um Störungen des Rundfunkempfanges zu vermeiden. Für die sehr starken Sender im Mittelwellenbereich erhebt sich jedoch neuerdings die Forderung, daß auch die Differenzfrequenz von 468 kHz nicht zwischen nahe zusammenliegenden Großsendern auftreten darf.

Einige Betriebe der Rundfunkindustrie sind, um den Schwierigkeiten aus dem Wege zu gehen, dazu übergegangen, eine andere Zwischenfrequenz zu wählen. Es läßt sich bei einem Vergleich der Rundfunksender im mitteleuropäischen Raum jedoch leicht erkennen, daß es sehr schwierig ist, störungsfreie Zwischenfrequenzen zu finden.

Außerdem arbeiten fast alle älteren Rundfunkgeräte mit der Zwischenfrequenz von 468 kHz. Es wurde daher von der HV RFT im Ministerium für Allgemeinen Maschinenbau bereits Anfang des Jahres entschieden, daß die Frequenz von 468 kHz beibehalten werden soll, und die Ursachen dieser Störung der Zwischenfrequenz zu beseitigen sind.

In einer Ende Juli d. J. stattgefundenen gemeinsamen Beratung zwischen dem Ministerium für Post- und Fernmeldewesen, der HV Rundfunk und Fernsehen, dem Ministerium für Allgemeinen Maschinenbau, der HV RFT und den Vertretern des VEB Funkwerk Dresden wurden nochmals die Möglichkeiten zur Beseitigung dieser Störung besprochen. Da es sich ergeben hat, daß ein Wechsel der Frequenzen bei den Großsendern nicht möglich ist, hat sich das Ministerium für Post- und Fernmeldewesen bereit erklärt, die Leistung des Leipziger Senders in Richtung der größten Störungen so stark abzublenden, daß die Strahlungsleistung in dieser Richtung nicht mehr als 20 kW beträgt. Mit den Vorarbeiten dazu soll bereits in der nächsten Zeit begonnen werden. Die eingehenden Feldstärkemessungen zur Kontrolle des Ergebnisses werden bis Ende dieses Jahres abgeschlossen.

Es ist zu erwarten, daß die zur Zeit vorhandenen Störungen im Bereich der Mittelwelle durch diese Maßnahme wesentlich verringert werden. *Bless*

WERNER TAEGER

Schaltungseinzelheiten von Kraftwagenempfängern

Weiterentwicklungen der westdeutschen Autosuper

Philips bietet ein verhältnismäßig billiges Gerät an, das natürlich nur dadurch zu diesem Preis geliefert werden kann, da auf Dinge verzichtet wird, die bei einem Spitzengerät selbstverständlich sind, Kurzwellen und UKW. Das Gerät, von dessen ZF-Verstärker Bild 2 einen Ausschnitt wiedergibt, verfügt nur über die Mittelwelle; außerdem wurde auf Tasten- oder Druckknopfeinstellung verzichtet. Der eigentliche Empfänger und das Stromversorgungsgerät sind in einem Gehäuse untergebracht, lediglich der Lautsprecher kann an beliebiger Stelle im Wageninnern montiert werden. Bei diesem Empfänger handelt es sich um einen 6-Kreis-Super mit guter Anpassung an alle Autostabantennen. Das Gerät besitzt eine ausgezeichnete induktive Abstimmung und ist mit den Röhren ECH 42, EF 41, EAF 42, EL 42 bestückt. In den ZF-Stufen werden die neuen Philips-Mikrofilter mit statischer und magnetischer Abschirmung verwendet, wobei der Schwundausgleich auf zwei Stufen wirksam ist. Die Sprechleistung der EL 42 ist verhältnismäßig gering, sie beträgt höchstens (Abhängigkeit vom Ladezustand der Batterie!) 1,6 W. Der Netzteil enthält einen mechanischen Zerhacker und ist für 6-V- und 12-V-Batteriespannung umschaltbar.

Bei dieser Gelegenheit ein Wort zum Zerhacker: Es ist zu hoffen, daß in absehbarer Zeit der elektronische Zerhacker seinen Einzug in die Autoempfängertechnik nimmt [s. a. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 11 (1956), S. 323]. Im Gegensatz zum mechanischen Zerhacker arbeitet der elektronische mit Transistoren absolut geräuschlos und verbraucht auch keine zusätzliche Leistung.

Blaupunkt nennt sein Abstimmungsverfahren „Selectomat-Stationsfinder" (Bild 1) und wendet es auf die Mittelwelle und den UKW-Bereich an. Die Großanlage „Köln" ist speziell für den Einbau in Reiseomnibussen entwickelt. Eine ausführliche Beschreibung des Empfängers sowie der „automatischen" Abstimmung

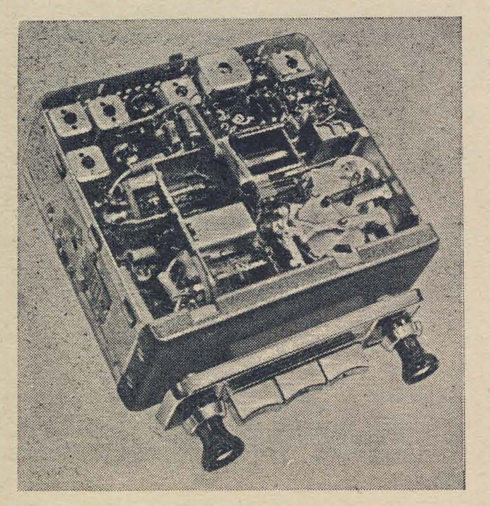


Bild 1: Stationsfinder „Selectomat" des Blaupunkt-Autosuper „Köln"

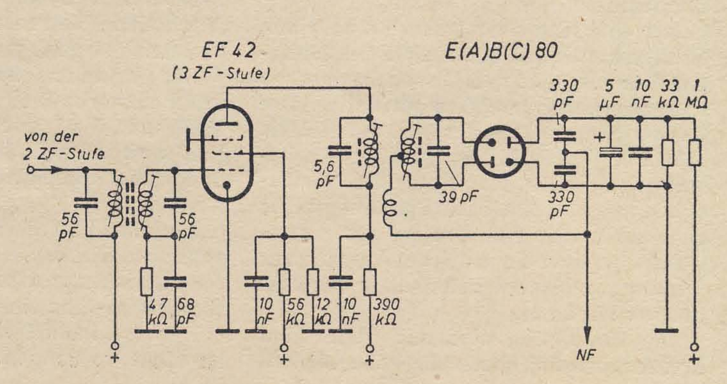


Bild 2: Letzte ZF-Stufe und Ratiodetektor im Philips-Autosuper 541

wurde bereits in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 12 (1955), S. 374, gebracht.

Die Blaupunkt-Autoempfänger sind für AM mit acht und für UKW mit zwölf Kreisen ausgerüstet. In jedem Bereich ist eine besondere HF-Vorstufe wirksam, und zwar wird bei UKW-Empfang das erste System der Doppeltriode ECC 85, bei AM-Empfang eine zusätzliche EF 89 für diesen Zweck verwendet. Eine Vorbegrenzung und der sorgsam dimensionierte Ratiodetektor verbürgen gleichmäßigen, störungsfreien UKW-Empfang auch bei stark schwankenden Feldstärken, wie sie beim Autoempfänger bei Durchfahrten unter eisernen Brücken auftreten.

Die bisherigen Stationsfinder sprechen auf jeden Sender an, gleichgültig, ob Musik oder Sprache gesendet wird. Es sind aber bereits Vorentwicklungen im Gange, die aus den mehr oder weniger großen Pausen in den Darbietungen dem Gerät eine Unterscheidungsmöglichkeit zwischen Sprache und Musik zuerteilen. Durch entsprechende Einstellung des Selectomat verharren bei zukünftigen Empfängern die Abstimmelemente dann bei einem Sender, der nach Wunsch Sprache oder Musik bringt.

Einige Omnibusgesellschaften rüsten neuerdings ihre Busse mit dem von Telefunken entwickelten „Phonosessel“ aus. Mittels eines Schalters an der Armlehne können die beiden in jeder Sesselwange eingebauten Lautsprecher ein- oder ausgeschaltet werden.

Allen automatischen Sendersuchschaltungen ist eine sehr exakt arbeitende Abschalteinrichtung gemeinsam. Gewöhnlich wird mit Hilfe eines Gleichstromverstärkers eine Gitterspannung erzeugt, die beim Erreichen der Bandmitte des automatisch eingestellten Senders die Abstimmung in sehr kurzer Zeit stillegt. Normalerweise würden aber starke Sender schon auf der Flanke der Resonanzkurve die erforderliche Abschaltspannung erreichen, was starke Fehlabstimmungen zur Folge hätte. Es ist daher anzustreben, daß die erzeugten Abschaltspannungen bei den Sendern, die mit erheblichen Feldstärkeunterschieden einfallen, einen genau festgelegten Wert nicht überschreiten. Der in der Empfängertechnik übliche Weg ist die Regelung oder Begrenzung.

Im UKW-FM-Bereich sind prinzipiell zwei Wege möglich: Man kann innerhalb des Ratiofilters die auch bei Heimempfängern übliche Dioden-Begrenzung anwenden, mit der man aber noch nicht ganz die erforderliche Geradlinigkeit für hohe Eingangsspannungen erreicht. Sie ist daher noch durch eine zusätzliche Begrenzung innerhalb der letzten ZF-Röhre zu ergänzen. Durch einen verhältnismäßig niedrigen Schirmgittervorwiderstand wird die Verstärkung dieser Stufe so beeinflußt, daß die notwendige Begrenzung 100%ig eintritt (Bild 3).

Schwieriger ist die Begrenzung im AM-Bereich. Es wäre denkbar, hier von der normalen Schwundregelung Gebrauch zu machen. Diese Art der Spannungsbegrenzung kann aber deshalb nicht angewendet werden, weil damit keine lineare Regelkurve zu erzielen ist. Fast allen modernen Suchschaltungen ist die in Bild 4 dargestellte Kompensationsschaltung gemeinsam, deren Wirkungsweise folgende ist: Die ZF vom letzten AM-ZF-Filter wird über einen sehr steilen Kreis (L—C) der als Diode geschalteten EC 92 zugeführt

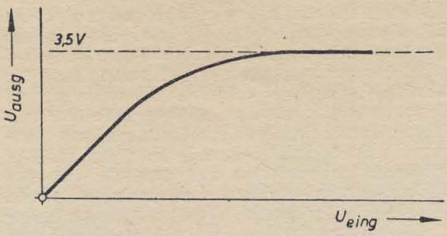


Bild 3: Wirkung der Begrenzung bei Empfang eines UKW-FM-Senders

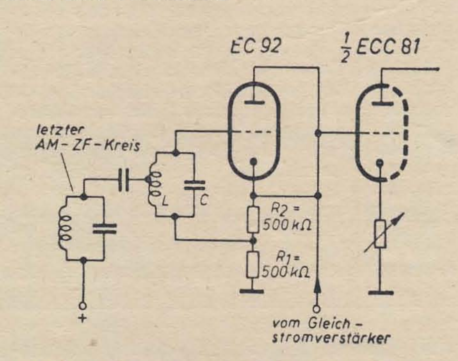


Bild 4: Kompensationsschaltung zur Erzielung einer linearen Regelkurve bei AM-Empfang

und dort gleichgerichtet. An dem unteren Katodenwiderstand $R_1 = 500\ k\Omega$ tritt eine Gleichspannung auf, die um so größer ist, je höhere Werte die Eingangsspannung annimmt. Nun wird außerdem die ZF einer weiteren (nicht gezeichneten) Diode zugeführt, die verzögert gleichrichtet. Damit erreicht man, daß die Spannung am oberen 500-kΩ-Katodenwiderstand R_2 der EC 92 verzögert einsetzt. Vom Verzögerungspunkt an verläuft daher die Regelspannung parallel mit der Abszissenachse, wie Bild 5 erkennen läßt.

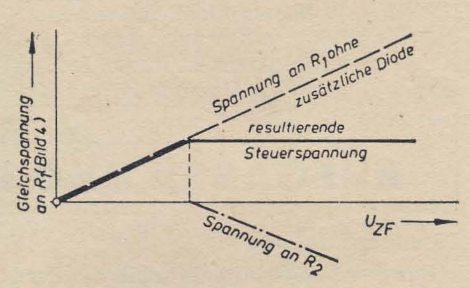


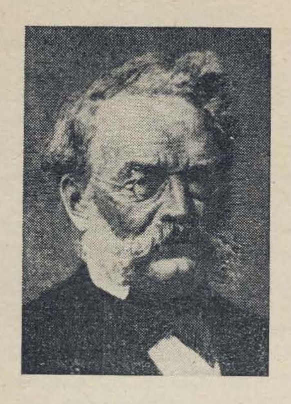
Bild 5: Begrenzung bei AM (resultierende Steuerspannung)

Telefunken bringt vier Autosuper heraus, von denen zwei mit und zwei ohne UKW-Bereich ausgestattet sind. Das Gerät mit automatischer Stationswahl ist der Typ „Selektor“. Auch diese Entwicklung beruht im Prinzip auf den vorher und in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 12 (1955), S. 374, dargelegten Gedankengängen. Beim Telefunken-Selektor teilt sich die Arbeitsweise ebenfalls in einen elektronischen und einen mechanischen Teil, wobei der mechanische Teil ein Federwerk enthält, das die Abstimmelemente mitsamt dem Zeiger langsam über den gewählten Bereich führt. Außerdem ist auch hier eine Bremsvorrichtung vorhanden, die den Abstimmvorgang beendet, wenn ein geeigneter Sender erreicht ist. Der elektronische Teil besteht aus einer mit zwei Röhren bestückten Schalteinrichtung (EAA 91 und ECC 81) und einem Magneten, der das erwähnte Federwerk wieder aufzieht, wenn das Bereichsende erreicht ist. Der eigentliche Empfänger ist mit den Röhren ECC 81, EF 89, ECH 81, EAF 42 und EABC 80 bestückt. Die EF 89 dient als erste ZF-Röhre bei UKW-FM-Empfang und als Vorstufe bei AM-Empfang. Für Personenwagen wird die Endstufe mit einer EL 84, für Omnibusse mit zwei EL 84 in Gegentakt bestückt.

Der mechanische und der elektronische Aufbau des Becker-Autosupers „Mexiko“ entspricht — abgesehen von einigen kleinen Abweichungen — dem der früher beschriebenen Geräte. Die hierbei zugrunde liegenden Überlegungen gehen auf den Amerikaner Guyton zurück, der darüber in „Electronics“ (Mai 1953, S. 154) eingehende Untersuchungen anstellte. Die von Guyton angegebene Lösungsmöglichkeit geht von einem normalen Super aus, der nur in der letzten ZF-Stufe und im Demodulator den Anforderungen der Automatik entsprechend etwas abgeändert werden muß. Die automatische Abstimmung bewirkt eine elektromagnetisch aufgezogene Zugfeder, deren Entspannungsgeschwindigkeit durch ein Flügelrad als Hemmwerk geregelt wird. Der Ablauf wird gestoppt, sobald ein Sender, dessen Empfang sich lohnt, gefunden ist. Dieses Prinzip findet man in Varianten auch in allen deutschen Automatikempfängern. Bei dem Becker-Gerät beträgt die Einstellgenauigkeit in allen Bereichen ± 600 Hz, während die in drei Stufen regelbare Ansprechempfindlichkeit für AM 0,03, 0,3 und 3 mV und für FM 0,03, 0,3 und 0,8 mV ist. Die Durchstimmzeit ist acht Sekunden, die maximale Abfallzeit des Relais drei Millisekunden, woraus sich die hohe Einstellgenauigkeit ergibt.

Die Firma Wandel & Goltermann in Reutlingen befaßt sich ebenfalls mit der Herstellung von Fahrzeuganlagen, speziell für Omnibusse.

Das Omnibus-Gerät „Gamma U“ ist ein 7-(11)-Kreisempfänger mit zwei UKW-Sendertasten. Eine Automatik besitzt das Gerät nicht. Die Stabilität der zwei Tasten (und außerdem der drei Tasten für den Mittelwellenbereich) ist aber so groß, daß das Gerät auch nach längeren Fahrstrecken kaum nachgestimmt zu werden braucht. Die Endstufe liefert eine Ausgangsleistung von 12 W und enthält u. a. Mikrofon-Drucktastenschaltung, Anschlußmöglichkeit für Magnetbandgerät und Außenlautsprecher zum Heranrufen der Fahrgäste. Das Gerät ist mit den Röhren ECC 85, EF 89, ECH 81, EF 89. EF 80, EABC 80, ECC 40 und 2 × EL 84 bestückt. Weiter stellt Wandel & Goltermann noch Lautsprecheranlagen und Fahrzeugverstärker für öffentliche Verkehrsmittel (Omnibusse und Straßenbahnen), für die Feuerwehr und für Unfallfahrzeuge her. Bei diesen Geräten bleibt die Röhrenheizung während der Bereitschaft ständig eingeschaltet (12-V-Wa-



WERNER VON SIEMENS

Es ist in diesem begrenzten Rahmen unmöglich, auch nur stichwortartig einen flüchtigen Überblick über das gewaltige Schaffen des vor 140 Jahren, am 13. 12. 1816 in Lenthe bei Hannover als 4. von 14 Kindern eines Landwirtes geborenen Werner von Siemens zu geben, eines der erfolgreichsten und vielseitigsten deutschen Ingenieure, die jemals gelebt haben. Denn Siemens war auf dem Gebiete der Galvanotechnik, der Telegrafie und der Eisenbahnsignaltechnik ebenso bahnbrechend tätig wie auf dem Gebiete der allgemeinen Elektrotechnik, der elektrischen Lokomotiven, Straßen-, Hoch- und Untergrundbahnen, der Uhren, Zündvorrichtungen und Gesteinsbohrmaschinen, der elektrischen Aufzüge, Pflüge, Kraftwagen, Lautsprecher und Seeminen sowie dem der Rohrpost, des Feuermelders, des Bogenlichtes usw.

Auf dem hier interessierenden Gebiete der Nachrichtentechnik erfand er bereits 1845 den elektromagnetischen Zeigertelegrafen mit Selbstunterbrechung, der sich besonders im Eisenbahnnachrichtendienst einführte, sowie die Umkleidung unterirdischer Telegrafenkabel mit Guttapercha, womit er gleichzeitig auch die Voraussetzung zur späteren Herstellung von Transozeankabeln schuf. 1847 gründete er mit Georg Halske die Telegrafenbauanstalt Siemens & Halske als Keimzelle eines der größten späteren Unternehmen auf dem Gebiete der Elektrotechnik, welches das elektrotechnische Schaffen in der ganzen Welt maßgeblich beeinflußte und zu der heutigen Blüte emporführen half. 1848 erfand er zur Herstellung isolierter Leitungen die Guttaperchapresse, die die Herstellung sowohl unterirdischer als auch unterseeischer Leitungen in großem Maßstabe ermöglichte, deren erste 1849 von Berlin über Halle, Erfurt und Kassel nach Frankfurt a. M. errichtet wurde. Eine große Hilfe bot hierbei sein 1850 angegebenes Verfahren, mit Hilfe von Widerstandsbestimmungen bis auf wenige Meter genau fehlerhaft gewordene Stellen dieser Kabel zu ermitteln, ohne sie vorher erst ausgraben zu müssen.

Von großer Bedeutung war sein 1854 gleichzeitig, aber unabhängig von Karl Frischen erfundenes „Gegensprechen nach der Differentialmethode", sein 1856 erfundener Magnet-Induktions-Zeigertelegraf mit Doppel-T-Anker in der Magnetmaschine und sein 1866 entdecktes „dynamoelektrisches Prinzip", nach dem er seine erste Dynamomaschine baute und durch das er erst die moderne Elektrizitätsgewinnung und -verwendung ermöglichte.

1868 wurde der durch seine Arbeiten bei der Verlegung unterseeischer elektrischer Kabel festgestellte elektrische Widerstand als internationale Widerstandseinheit im Telegrafenwesen angenommen. 1875 baute er die ersten, auch für die Bildtelegrafie und das Fernsehen wichtig gewordenen Selenzellen und fand die wichtige Tatsache, daß es gewisse Formen des Selens gibt, die gegen Licht besonders empfindlich sind, so daß schon ganz geringe Lichtintensitäten genügen, um das Leitungsvermögen des Selens für elektrischen Strom erheblich zu steigern.

1877 baute Siemens nicht nur die ersten deutschen Telegrafenapparate, so daß man vom Ausland unabhängig wurde, sondern erfand auch die maschinelle Herstellung des auch heute aus der Elektrotechnik nicht wegzudenkenden Isolierbandes und schuf das elektrodynamische Telefon. 1879 folgte die ebenso wichtige Erfindung der Bleipresse zur Herstellung von Kabeln, die sich sofort in den Kabelbau einführte, 1886 die Entwicklung des ferromagnetischen Lauthörersystems, das später zur Grundlage der Lautsprecher wurde.

Dieser rastlos tätige, ungewöhnlich geniale und wegen seines praktischen Blickes auch erfolgreiche Pionier, dem die moderne Technik zahlreiche mutige Schöpfungen verdankt, starb am 6. 12. 1892 in Berlin, eine Woche vor Vollendung seines 76. Lebensjahres.

---

genbatterie bzw. Umformer). Der ebenfalls aus der Batterie gespeiste Zerhacker wird nur während der Besprechung des Mikrofons durch eine Automatik eingeschaltet. Die Gegentaktendstufe mit 2 × EL 84 gibt 12 W Leistung ab. Mit ihr können 8 bis 10 Innenlautsprecher oder ein großer Außenlautsprecher ausgesteuert werden, wobei Sprachverständigung über eine Entfernung bis zu 100 m möglich ist.

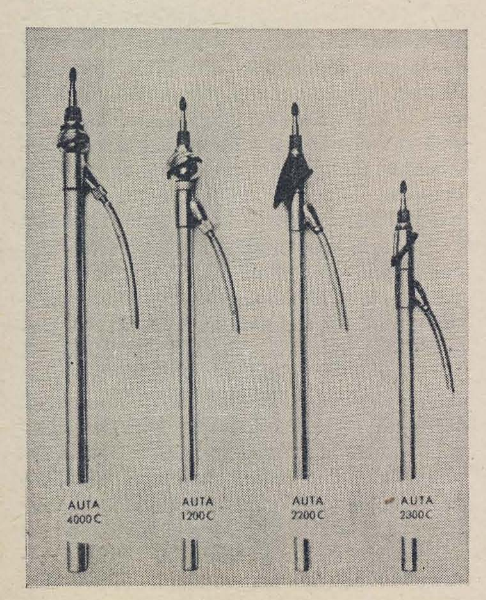
Ein wichtiges Zubehörteil zum Autoempfänger ist die Antenne. Sie soll genügend Spannung aufnehmen, wetterbeständig sein und vor allen Dingen im Laufe der Zeit keine Übergangswiderstände (besonders keine sich ändernde) aufweisen. Die Firma Schniewindt in Neuenrade/Wstf. stellt neuerdings Autoantennen aus Kunststoff her, die völlig unempfindlich gegen Säuren und alle schädlichen Einwirkungen der Atmosphäre sind. Weitere Vorzüge sind: Keine mit der Zeit zu Kontaktschwierigkeiten führende Teleskopeinrichtung, keine Korrosion; die Antenne schnellt bei jeder Biegung in die Grundstellung zurück ohne zu brechen.

Hirschmann, Esslingen, stellt versenkbare Autoantennen her, die eine wassersichere Isolierung haben (Bild 6, „Auta 4000 C"). Das Prinzip ist kurz folgendes: in dem Karosserieeinsatz aus Metalldruckguß ist eine Metallhülse zur Führung des Teleskops durch einen Isolierkörper aus thermoplastischem Material gehalten, das zwischen die beiden Metallteile gespritzt ist und an deren Oberflächen vollkommen dicht anliegt. Auch der Innenleiter des schräg angesetzten Kabelanschlußstutzens ist in den Isolierkörper eingebettet. Dadurch ist der Kabelanschluß sicher vor Wasser geschützt. Das äußerste Teleskoprohr ist durch einen Isolierstopfen am unteren Ende wasserdicht verschlossen. Dadurch bleibt der Isolationswiderstand der Antennen auch dann noch erhalten, wenn Schmutz und mit Waschmitteln entspanntes Wasser einmal eingesickert sein sollten.

Wichtig ist bei Versenkantennen, daß während des Empfangs das unterste Rohr immer ganz ausgezogen wird. Eine teilweise im Schutzrohr steckende Antenne verstimmt den Empfängereingang; das ist besonders bei UKW-Empfang zu beachten!

Von den weiteren in Bild 6 gezeigten Autoantennen stellt der Typ 1200 C eine für Pontonkarosserien geeignete Form dar; 2200 C ist eine Spezialausführung für Opel-Personenwagen und 2300 C eine solche für Volkswagen.

Bild 6: Einige Autoantennentypen (Hirschmann)



AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von HANS SUTANER

Lösung zur Aufgabe 4:

Für den Dämpfungsfaktor gilt die Formel:

$$d = \tan\delta = \frac{\omega_0 L}{R_0}.$$

Hieraus ergibt sich:

$$\text{a)}\ R_0 = \frac{\omega_0 L}{d} = \frac{2\pi f_0 L}{d} = \frac{6{,}28 \cdot 150 \cdot 10^3\,\text{s}^{-1} \cdot 2 \cdot 10^{-3}\,\Omega\text{s}}{7 \cdot 10^{-3}} = \frac{6{,}28 \cdot 300 \cdot 10^3\,\Omega}{7} \approx 270\ \text{k}\Omega$$

$$\text{b)}\ \varrho = \frac{1}{d} = \frac{1000}{7} = 143$$

$$\text{c)}\ \tan\delta = d = 0{,}007; \quad \delta \approx 4^\circ$$

$$\text{d)}\ b_{0,7} = f_0 d = 150 \cdot 10^3\,\text{Hz} \cdot 7 \cdot 10^{-3} = 1050\ \text{Hz}.$$

e) Da $R_0 = \frac{1}{d}\sqrt{\frac{L}{C}}$, ergibt sich:

$$C = \frac{L}{R_0^2 d^2} = \frac{2 \cdot 10^{-3}\,\Omega\text{s}}{270^2 \cdot 10^6\,\Omega^2 \cdot 7^2 \cdot 10^{-6}} \approx 560 \cdot 10^{-12}\,\frac{\text{s}}{\Omega} = 560\ \text{pF}\left(\frac{\text{s}}{\Omega} = \frac{\text{As}}{\text{V}} = \text{F}\right).$$

Aufgabe 5:

Ein Bandfilter für eine Zwischenfrequenz von 473 kHz habe einen Kopplungsfaktor k = 1,4% und eine Dämpfung d = 0,7%.

Folgende Werte sind zu berechnen:

1. die relative Kopplung,
2. die relative Bandbreite,
3. die absolute Bandbreite und
4. die Selektion.

CHRISTIAN HORN

Elektronische RECHENMASCHINEN TEIL 2

Technische Grundlagen

Nachdem im ersten Teil in groben Zügen der Aufbau eines Rechenautomaten und die Möglichkeit der Bearbeitung verschiedener mathematischer Berechnungen angeführt wurden, soll nunmehr auf die Probleme eingegangen werden, die bei der technischen Verwirklichung einer solchen Anlage von maßgebender Bedeutung sind. Zunächst einmal müssen wir uns Gedanken darüber machen, in welcher Weise die Zahlen des allgemein gewohnten dekadischen Zahlensystems in entsprechende elektrische Strom- oder Spannungswerte übersetzt werden können. Eine selbstverständliche Forderung muß natürlich immer sein, daß die Maschine die Zahlen im Dezimalsystem entgegennimmt und auch die Ergebnisse in gleicher Weise wieder ausgibt. Es scheint zunächst das Einfachste zu sein, wenn dann auch im elektronisch arbeitenden Rechenwerk die Zahlen im Zehnersystem verarbeitet werden, wie das bei den bekannten mechanischen Rechenmaschinen geschieht.

Die ältesten, mit Röhren arbeitenden Automaten sind tatsächlich nach diesem Gesichtspunkt aufgebaut worden. Dabei war es notwendig, die Ziffern des dekadischen Systems (0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9) durch eindeutige elektrische Aussagen zu kennzeichnen. Man könnte nun durch 10 Stromstärke- oder Spannungsstufen eine entsprechende Darstellung erreichen. Das ist aber sehr unzweckmäßig, da bei Röhrenalterung und Schwankungen der Betriebsspannung sehr leicht Fehler auftreten können. Es ist wesentlich zuverlässiger, wenn die für eine Elektronenröhre extrem möglichen Arbeitszustände (stromführend bzw. stromsperrend) zur Aussage herangezogen werden. Man gewinnt so einen Stromkreis, der sicher zwischen den Zuständen „Ein“ und „Aus“ unterscheiden kann. Damit stehen die gleichen eindeutigen Verhältnisse zur Verfügung wie bei einem gewöhnlichen Schalter. Nimmt man nun zehn derartige Schalter und sorgt dafür, daß jeweils nur einer eingeschaltet sein kann, so ist eine unbedingt zuverlässig arbeitende Anordnung gefunden, um die Ziffern des Dezimalzahlensystems darzustellen. Diese Methode ist jedoch mit recht großem Aufwand verbunden, wenn man bedenkt, daß zur Lösung der vorliegenden Rechenprobleme) mehrstellige Zahlen (12 und oft auch mehr Ziffernstellen) erforderlich sind.

Aus den zwei stabilen Arbeitszuständen des „elektronischen Schalters“ ergibt sich die Möglichkeit, ein neues Zahlensystem einzuführen, welches die Zahl 2 als Basis hat. Dieses bezeichnet man als **binäres** System oder **Dualsystem**. Es baut sich wie folgt auf:

Dual: $\ldots 2^3, 2^2, 2^1, 2^0, 2^{-1}, 2^{-2}, 2^{-3} \ldots$

Dezimal: $\ldots 8,\ 4,\ 2,\ 1,\ {}^1/_2,\ {}^1/_4,\ {}^1/_8 \ldots$

Der Unterschied der beiden Systeme besteht nun außer der verschiedenartigen Basis darin, daß die Ziffernstellen im Dualsystem mit einer 0 (Schalterstellung „Aus“) oder einer 1 (Schalterstellung „Ein“) besetzt sind, wogegen im Dezimalsystem je Ziffernstelle 10 verschiedene Zeichen möglich sind. Damit wir mit den Dualzahlen etwas vertraut werden, sollen einige Zahlen des Zehnersystems dual dargestellt werden:

Dezimal: Dual:

$$11 = \underline{1} \cdot 2^3 + \underline{0} \cdot 2^2 + \underline{1} \cdot 2^1 + \underline{1} \cdot 2^0$$
$$11 = 1\ 0\ 1\ 1$$
$$238 = \underline{1} \cdot 2^7 + \underline{1} \cdot 2^6 + \underline{1} \cdot 2^5 + \underline{0} \cdot 2^4 + \underline{1} \cdot 2^3 + \underline{1} \cdot 2^2 + \underline{1} \cdot 2^1 + \underline{0} \cdot 2^0$$
$$238 = 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0$$
$$321 = 2^8 + 2^6 + 2^0$$
$$321 = 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1$$

Die duale 1 wird gewöhnlich als L geschrieben, um eine Verwechslung der Zahlensysteme zu vermeiden. Im folgenden wollen wir diese Bezeichnung auch übernehmen. Am Beispiel der Addition soll gezeigt werden, daß man mit Dualzahlen genauso rechnen kann wie mit Dezimalzahlen.

Tabelle 1 gibt die vier Möglichkeiten der Addition von Dualzahlen an, auf die alle anderen Fälle zurückgeführt werden können:

Tabelle 1

	$A + B + Ü_1 = S$	$Ü_2$
1	0 + 0 + 0 = 0	0
2	L + 0 + 0 = L	0
3	L + 0 + L = 0	L
4	L + L + L = L	L

Hierin bedeuten:

A und B die zu addierenden Ziffernstellen (0 oder L),

$Ü_1$ = Übertrag aus der vorangegangenen Addition,

S = Summe,

$Ü_2$ = Übertrag in die nächsthöhere Ziffernstelle.

In Zeile 2 ist es gleichgültig, ob L unter A, B oder $Ü_1$ steht.

In Zeile 3 ist es gleichgültig, ob 0 unter A, B oder $Ü_1$ steht.

Beispiel:

	2^7	2^6	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
92 =		L	0	L	L	L	0	0
+ 77 =		L	0	0	L	L	0	L
169 =	L	0	L	0	L	0	0	L

Diese Zahlen umfassen im allgemeinen mehr Ziffernstellen als die entsprechende Dezimalzahl. Man kann im Dualen etwa mit der 3,3fachen Stellenzahl rechnen.

Die Umwandlung dezimal—dual muß die Rechenmaschine selbst durchführen, Bei der Eingabe der dezimalen Ziffernstellen werden diese zu je einer dualen „Tetrade“ verschlüsselt:

Tabelle 2

0 =	0 0 0 0	5 =	0 L 0 L
1 =	0 0 0 L	6 =	0 L L 0
2 =	0 0 L 0	7 =	0 L L L
3 =	0 0 L L	8 =	L 0 0 0
4 =	0 L 0 0	9 =	L 0 0 L

Diese „Tetrade“ umfaßt die dualen Ziffernstellen 2^0, 2^1, 2^2, 2^3. Die Umwandlung beginnt mit der höchsten Dezimalstelle. Es folgt dann eine Multiplikation mit L 0 L 0 (10). Zu dem Ergebnis wird die nächst niedrigere Dezimalstelle als Tetrade verschlüsselt addiert. Die Summe wird wieder mit L 0 L 0 multipliziert usw., bis die niedrigste Dezimalstelle verarbeitet ist. Diese Wechselfolge von Addition und Multiplikation haben wir bereits im 1. Teil an einem anderen Beispiel kennengelernt. Die Lösung wurde mit Hilfe des „Hornerschen Schemas“ durchgeführt, welches auch hier für die Dezimal-Dual-Umwandlung benutzt werden kann.

Neben der rein dualen Verschlüsselung existieren noch zahlreiche andere Systeme, die man als gemischt dezimal-dual bezeichnet. Hierbei bleibt die dezimale Stellenzahl an sich erhalten. Zur Kennzeichnung der zehn Ziffern ist eine duale Verschlüsselung notwendig. Dazu wird die schon bekannte duale (binäre) Tetrade herangezogen. Mit dieser können aber nicht nur die Zahlen 0 bis 9 dargestellt werden, sondern es sind 16 verschiedene Möglichkeiten gegeben. Es müssen also sechs Kombinationen wegfallen, und dadurch haben wir es nicht mehr mit einem in sich geschlossenen Zahlensystem zu tun, sondern mit einer Folge, die Sprungstellen aufweist. Die Verschlüsselung nach Tabelle 2 wäre jedoch recht ungeeignet. Die Schwierigkeit liegt besonders im Zehnerübertrag, der nicht eindeutig durch den in die Ziffernstelle 2^4 fallenden Überlauf gekennzeichnet ist. Legt man dagegen die Sprungstelle zwischen die Ziffern 4 und 5 und sorgt dafür, daß beim Zehnerübertrag zur Tetrade eine fünfte Ziffernstelle hinzukommt, so ergibt sich folgende in der Praxis erprobte Kombination:

Tabelle 3

0 =	0 0 0 0	5 =	L 0 L L
1 =	0 0 0 L	6 =	L L 0 0
2 =	0 0 L 0	7 =	L L 0 L
3 =	0 0 L L	8 =	L L L 0
4 =	0 L 0 0	9 =	L L L L

Die sechs weggelassenen Kombinationen 0 L 0 L, 0 L L0, 0 L L L, L 0 0 0, L 0 0 L, L 0 L 0 können natürlich als Ergebnis jederzeit auftreten, Es ist aber immer möglich, diese sogenannten „Pseudotetraden“ in den richtigen Wert zu überführen.

Tritt z. B. bei Addition eine Pseudotetrade auf, so müssen zwei Gruppen unterschieden werden:

Gruppe I:

Bei der Addition ist kein Dezimalübertrag erfolgt: Das Ergebnis wird durch Addition von 0 L L 0 (duale 6) korrigiert, und zwar deshalb, weil bei der eben erfolgten Addition sechs Kombinationen weggelassen wurden und diese nun durch Hinzuzählen der dualen 6 aufgefüllt werden müssen.

Gruppe II:

Bei der Addition erfolgt ein Dezimalübertrag. Das Ergebnis — also die Pseudotetrade — wird durch Addition von L 0 L 0 (duale 10) korrigiert und der hierbei auftretende Zehnerübertrag unterdrückt. Zur Korrektur muß man jetzt also über den Dezimalübertrag weiterzählen, und zwar um 16 mögliche minus 6 weggelassene Kombinationen, also um L 0 L 0 (10).

Beispiel:

Duale Verschlüsselung der

	Zehner	Einer	
27	0 0 L 0	L L 0 L	
+ 56	L 0 L L	L L 0 0	
+ Übertrag	L		
	L L L 0	L | L 0 0 L	= Pseudotetrade Gruppe II
		+ L 0 L 0	
		0 0 L L	

Ergebnis:

83 = L L L 0 0 0 L L

Die immer unbequeme Sprungstelle vermeidet das biquinäre Zahlensystem nach Tabellen 4 und 5. Es umfaßt sechs Ziffernstellen, wovon fünf fortschreitenden Charakter haben, während die sechste eine duale Aussage gibt.

Tabelle 4

0 =	0	0	0	0	L	0	5 =	0	0	0	0	L	L
1 =	0	0	0	L	0	0	6 =	0	0	0	L	0	L
2 =	0	0	L	0	0	0	7 =	0	0	L	0	0	L
3 =	0	L	0	0	0	0	8 =	0	L	0	0	0	L
4 =	L	0	0	0	0	0	9 =	L	0	0	0	0	L

Eine andere Zuordnung führt zu folgendem Biquinärsystem:

Tabelle 5

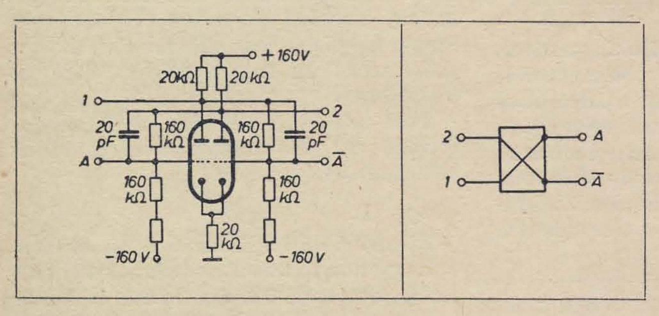
0 =	0	0	0	0	L	0	5 =	0	0	L	0	0	L
1 =	0	0	0	0	L	L	6 =	0	L	0	0	0	0
2 =	0	0	0	L	0	0	7 =	0	L	0	0	0	L
3 =	0	0	0	L	0	L	8 =	L	0	0	0	0	0
4 =	0	0	L	0	0	0	9 =	L	0	0	0	0	L

Das gemischt dezimal-duale und das Biquinär-System haben den Vorteil der verhältnismäßig einfachen Zahlenumformung, während für den Rechnungsgang das reine Dualsystem am geeignetsten erscheint. Bei den folgenden Betrachtungen soll letzteres auch zugrunde gelegt werden.

Beim praktischen Aufbau eines Rechenwerkes, also einer elektronischen Baugruppe, die Dualzahlen verarbeitet, muß zunächst entschieden werden, in welcher Weise die einzelnen Ziffernstellen behandelt werden sollen. Den geringsten Röhrenaufwand benötigt man, wenn die Ziffernstellen zeitlich nacheinander (angefangen bei der niedrigsten) durch eine Röhrenschaltung laufen, die z. B. für Addition den Bedingungen der Tabelle 1 Rechnung trägt. Diese Arbeitsweise wird als Serienbetrieb bezeichnet. Der Vorgang dauert um so länger, je mehr Dualstellen nacheinander addiert werden müssen. Eine gleichzeitige Addition aller Stellen führt das Parallelrechenwerk aus. Der Aufwand an Elektronenröhren steigt hierbei beträchtlich, weil je Ziffernstelle eine Addierschaltung zur Verfügung stehen muß. Bei der Summenbildung wird zunächst die sog. „Hauptaddition" ausgeführt. Diese berücksichtigt im Ergebnis noch nicht den Stellenübertrag. Der Übertrag wird zunächst gespeichert und erst dann dem Resultat der Hauptaddition hinzugefügt.

Für einen im Serienbetrieb arbeitenden Rechenautomaten wird die Dualzahl als Impulsfolge dargestellt (Bild 1).

	Röhrenschaltung	Symbol	Funktion	Relaisschaltung	Symbol
1			Eingang: Ziffer A Ausgang: Aussage, wenn A = L		
2			Eingang: Ziffern A und B Ausgang: Aussage C, wenn A = L oder B = L oder A und B = L		
3			Eingang: Ziffern A und B Ausgang: Aussage C, wenn A = L und B = L		



Erläuterungen zur Tabelle:

Sind die Ziffernstellen A oder B mit einer „0" besetzt, so liefern sie an die Gitter der Röhrenschaltungen ein negatives Spannungspotential, wodurch die Röhren stromlos werden.

Sind die Ziffernstellen mit „L" besetzt, so werden die Gitter auf das Potential 0V gebracht, die Röhre wird stromführend.

Das Kriterium „stromlos" bzw. „stromführend" wurde auch bei der Relaisschaltung zugrunde gelegt. Der stromlose Zustand wird beim Relais durch Unterbrechen der Spannungszuführung hergestellt. Durch die in den Röhren auftretende Phasendrehung erhält man im Gegensatz zur Relaisschaltung jeweils die Negation der Aussage, was durch Überstreichen der Werte gekennzeichnet ist.

Bistabile Kippschaltung (Flipflop): Auf Grund der Verkopplung Anode System I — Gitter System II und umgekehrt kann immer nur eine Röhre Strom führen. Deshalb müssen die beiden Ausgänge immer entgegengesetzte Aussagen ergeben. Ist der Ausgang A z. B. durch ein negatives Spannungspotential gekennzeichnet, so muß der Ausgang $\overline{A}$ etwa bei 0V liegen. Ein Umschalten des Flipflop kann aus dem angegebenen Ruhestand durch einen kurzen negativen Impuls über Steuerleitung 1 erfolgen. Die Aussage, die über Steuerleitung 1 gekommen ist, wird vom Flipflop so lange aufrechterhalten, bis ein negativer Impuls auf Steuerleitung 2 die Aussage löscht.

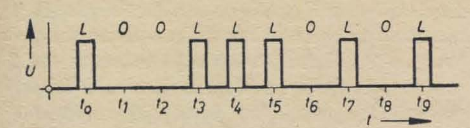


Bild 1: Impulsfolge entsprechend der Zahl LOOLLLOLOL

Die Zeit t_0 wäre dabei der Dualstelle 2^0, $t_1 = 2^1$, $t_2 = 2^2$ usw. zugeordnet. Mit dieser Festlegung können wir entsprechend den Forderungen für die Addition zweier Zahlen (A und B) ein einfaches Rechenwerk entwerfen, zunächst einmal unter Weglassen des eingangsseitigen Übertrages. Die Bedingungen bzw. Festlegungen sind dabei folgende:

A + B = S
0 + 0 = 0
0 + L = L
L + 0 = L
L + L = 0 + Übertrag L in die nächsthöhere Ziffernstelle.

In der Tabelle 6 sind die elementaren Röhrenschaltungen mit ihren Symbolen, die äquivalenten Relaisschaltungen und die Funktion der Grundschaltungen aufgeführt. Hierbei ist zu bemerken, daß es sich um Festlegungen der sog. „logischen Algebra" handelt. Die Funktionen der Grundschaltungen werden wie folgt in mathematischer Form dargestellt:

A · B:
A und B ergibt eine Aussage (vgl. die Röhrenschaltung 3: nur wenn beide Gitter geöffnet sind, fließt Anodenstrom. Ist eins der beiden Gitter oder auch beide gesperrt (stark negativ gegenüber Katode), so fließt kein Anodenstrom.

A + B:
A oder B oder A und B ergeben eine Aussage (sog. „einschließendes Oder"), Röhrenschaltung 2.

A v B:
A oder B ergeben eine Aussage, A und B dagegen nicht („ausschließendes Oder", leicht zu erklären an der Relaisschaltung im Bild 2).

Die Algebra der Logik gestattet die Berechnung einer Zusammenschaltung von Grundelementen, wenn die damit zu erfüllenden logischen Bedingungen gegeben sind[1]).

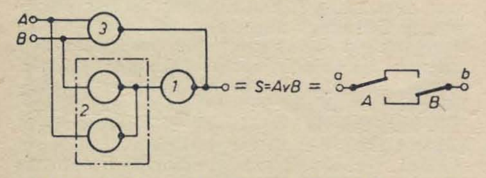


Bild 2: Bildung der Summe S = AvB aus den Ziffernstellen A und B

Mit den angegebenen elektronischen Grundelementen können nunmehr die oben gestellten Forderungen erfüllt werden.

Bild 2 zeigt die Bildung der Summe S aus den Ziffernstellen A und B entsprechend der eingangs aufgestellten Bedingungen. Die symbolischen Röhrenschaltungen sind mit den Nummern der elementaren Schaltungen aus Tabelle 6 versehen. Das ausführliche Schaltbild (Bild 3) erhält man durch einfaches Aneinanderfügen der Grundelemente.

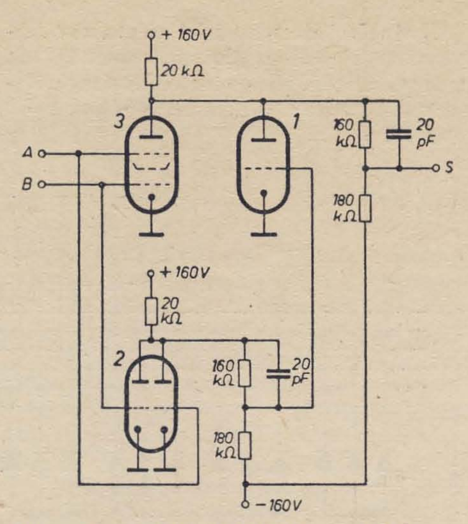


Bild 3: Ausführliches Schaltbild zum Bild 2

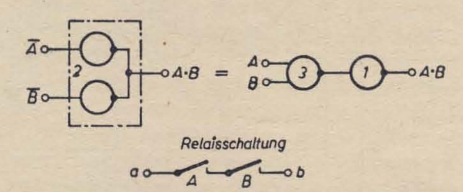


Bild 4: Übertrag in die nächsthöhere Dualstelle

Die einzige Besonderheit ist hier, daß Grundschaltung 3 und 1 auf einen gemeinsamen Anodenwiderstand arbeiten. Dies ist bei anodenseitig verbundenen Elementen immer der Fall, da sonst der wirksame Außenwiderstand verkleinert würde.

Sind die Ziffernstellen A und B mit einer „0" besetzt, so sind die Schaltungen 3 und 2 stromlos. Dadurch, daß 2 stromlos ist, wird das G_1 der Triode 1 auf das Potential 0 V gebracht und die Triode damit stromführend. Die über 3 mögliche Aussage (Potential 0 V) nach S wird hierdurch verhindert. Sind A und B mit „L" besetzt, so wird 3 stromführend und verhindert die Aussage (S), ganz gleich, was über Schaltungen 2 und 1 geschieht. Ist jedoch nur eine der Ziffernstellen mit „L" besetzt, und die andere mit „0", so ist 3 stromlos, und über S erfolgt eine Aussage. Bei der entsprechenden Relaisschaltung sind die Leitungen a und b nur dann verbunden, wenn entweder Relais A oder Relais B Strom führt. Die Kontaktanordnung kann zum Schließen eines Stromkreises verwendet werden, wodurch eine entsprechende Aussage erzielt wird.

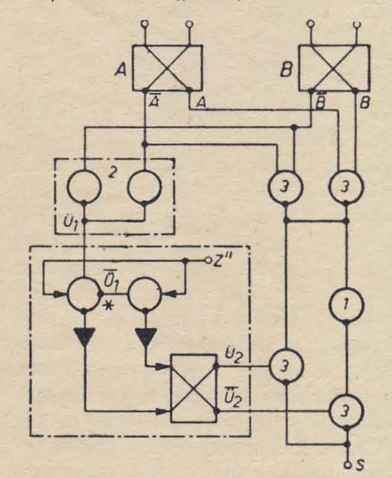
Der Übertrag für die nächst höhere Dualstelle ergibt sich einfach durch die Schaltung nach Bild 4.

Aus Bild 4 erkennt man außerdem, daß sich jede Triodenschaltung in eine solche mit Doppelsteuerröhre und umgekehrt verwandeln läßt. Das Bild 5 zeigt ein vollständiges Addierwerk, welches auch den Übertrag richtig verarbeitet und damit den Forderungen der Tabelle 1 vollkommen genügt. Hierbei ist ein neues Symbol eingeführt worden (Bild 7).

Das Verzögerungselement soll eine Aussage, die zur Zeit t_n auf a ankommt, erst zur Zeit $t_{(n+1)}$ (also eine Ziffernstelle später) über b weiterleiten.

In Bild 5 sind die Grundelemente ebenfalls wieder mit den Nummern der Ta-

[1]) Siehe auch „Funk und Ton" Nr. 2 (1954).



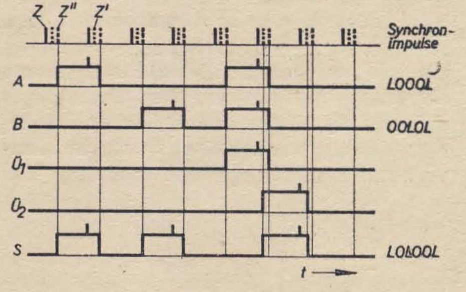


Bild 5 (oben): Schaltbild und Impulsfolge eines Addierwerkes; Z = Ziffernimpulse, Z'' = Schaltimpulse für Flip-flop A und B, Z' = Schaltimpulse für Übertrags-Flip-flop, ⚹ = Negation von $Ü_1$ am Schirmgitter der Doppelsteuerröhre abgenommen

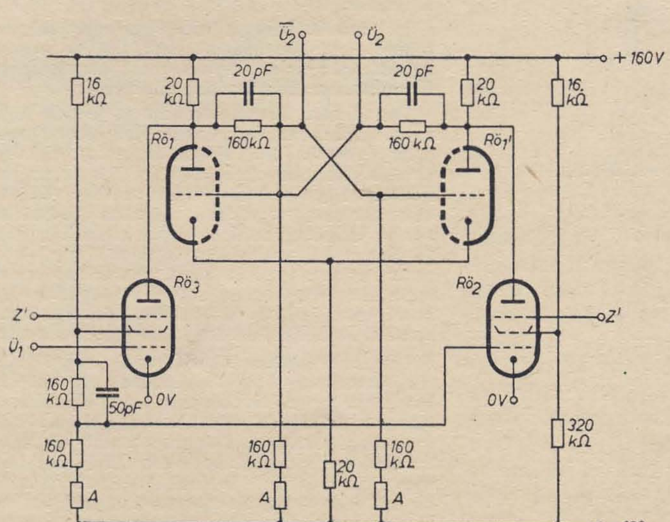


Bild 6: Schaltbild des Übertrags-Flip-flop eines Addierwerkes

belle 6 eingetragen. Die Gesamtschaltung baut sich auch hier durch Aneinanderreihen der Grundelemente auf.

Es sei nochmals darauf hingewiesen, daß anodenseitig verbundene Röhren nur einen gemeinsamen Anodenwiderstand und Spannungsteiler haben. An den Spannungsteilerausgang können natürlich auch mehrere Röhren mit ihrem Steuergitter angeschlossen werden. Neu ist lediglich die Schaltung des Übertrags-Flipflop, die

a ——▶—— b

Bild 7: Verzögerungselement

im Bild 6 wiedergegeben ist. Der Eingang Ü$_1$ sei negativ, damit können die am G$_3$ eingespeisten Z-Impulse nicht wirksam werden. Rö$_2$ wird gitterseitig vom Gitter 2 der Rö$_3$ gesteuert. Weil Rö$_3$ keinen Strom führt, muß durch die Verkopplung Rö$_2$ leitend sein. Das Gitter 3, an dem die Z'-Impulse liegen, ist soweit negativ vorgespannt, daß nur beim Auftreten der kurzseitigen Impulse Anodenstrom fließt. Durch den kurzzeitigen negativen Spannungsstoß wird Rö$_1$ stromlos. Ü$_2$ wird negativ. Ist Ü$_1$ eine Ziffernstelle lang positiv, so erfolgt ein Sperren der Rö$_1$ (Ü$_2$ wird 0 V), bis der nächste Z'-Impuls über Rö$_2$ ein Rückschalten auslöst. Wieso durch diesen Flipflop die über Ü$_1$ ankommende Ziffernstelle „L" verzögert wird, geht aus dem Schaltfolgeplan für Addition hervor. Der Synchronimpuls Z' ist zeitlich so gelegt, daß er erst kurz vor dem Ausschalten von Ü$_1$ den Übertragsflipflop Ü$_2$ einschaltet. Erst der nächste Z'-Impuls kann den Ü$_2$ löschen. Damit ist die Aussage Ü$_1$ um eine Ziffernstelle verschoben worden (Vergleich mit den Ziffernimpulsen Z). Der Übertrag Ü$_1$ wird im Grundelement 2 durch Steuern von $\overline{A}$ und $\overline{B}$ erzeugt. Ü$_1$ ist nur dann positiv, wenn A = L und B = L bzw., was dasselbe ist, $\overline{A}$ = 0 und $\overline{B}$ = 0. Tritt diese Bedingung ein, so werden beide Röhrensysteme stromlos, und Ü$_2$ wird für die nächste Ziffernstelle eingeschaltet. Der Additionsweg besteht zunächst aus zwei anodenverbundenen Doppelsteuerröhren. Die

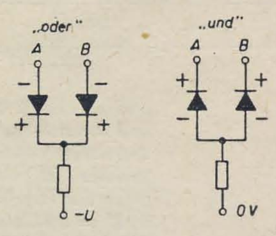


Bild 8: Grundschaltungen mit Dioden

linke, gesteuert von $\overline{A}$ und $\overline{B}$, führt Strom, wenn A = 0 und B = 0. Die rechte, gesteuert von A und B, führt Strom, wenn A = L und B = L. Diese beiden Röhren genügen also der Bedingung des Bildes 2: S = AvB. Ist kein Übertrag eingeschaltet, so kann die von Ü$_2$ gesteuerte Röhre keinen Strom ziehen. Also kann eine Aussage nur über den von Ü$_2$ gesteuerten Zweig verhindert werden. Das ist immer dann der Fall, wenn A = L und B = L bzw. A = 0 und B = 0. Ist der Übertrag Ü$_2$ eingeschaltet, so tritt wegen der fehlenden Negation (Grundelement 1) das Gegenteil ein. Also wird die Aussage verhindert, wenn A = L und B = 0 bzw. A = 0 und B = L.

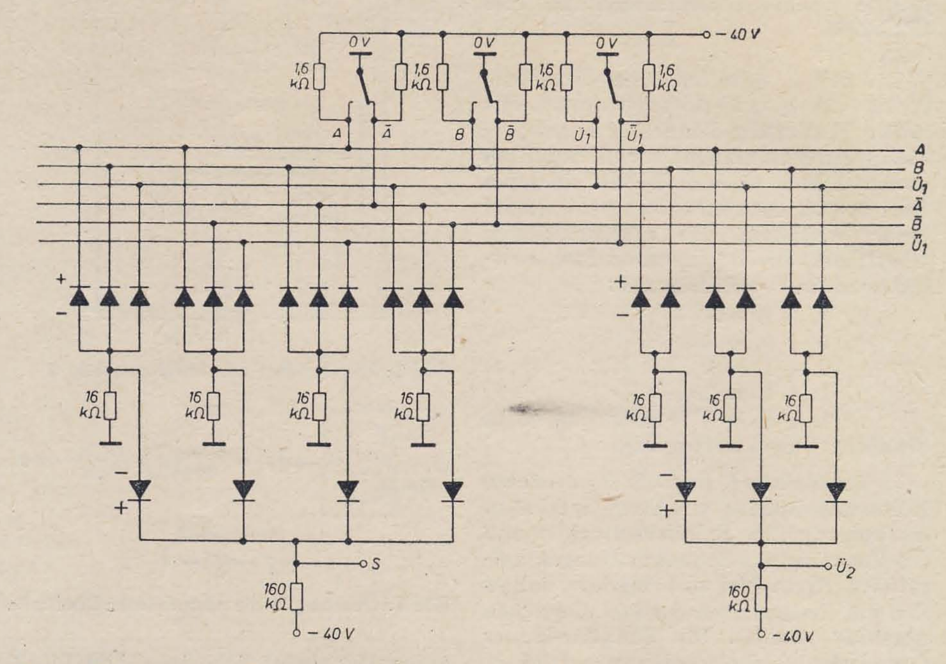


Bild 9: Rechenwerk mit Germaniumdioden

Auch mit Dioden kann man entsprechende Rechenwerke aufbauen. Es müssen hierbei Grundschaltungen entwickelt werden, welche die „und"- und die „oder"-Bedingungen A · B bzw. A + B erfüllen.

Die Eingangspotentiale A und B (Bild 8) liegen im Falle der positiven Aussage (Ziffernstelle mit L besetzt) bei 0 V, im Falle der Negation (Ziffernstelle mit 0 besetzt) bei einem negativen Spannungswert. Die Grundschaltungen lassen sich unter Hinzufügen von weiteren Dioden vergrößern, wodurch dann eingangsseitig mehrere Aussagen (z. B. A, B, C, D . . .) eingespeist werden können.

Im Bild 9 ist ein mit Germaniumdioden aufgebautes Rechenwerk wiedergegeben.

Im folgenden Teil III der Artikelserie werden die Möglichkeiten der Zahlenspeicherung behandelt und verschiedene elektronische Zähleinrichtungen beschrieben.

Jahresschluß und Erholungsurlaub

Nach den Bestimmungen der Verordnung über Erholungsurlaub vom 7. Juni 1951 und der Änderungsverordnung hierzu vom 1. Juni 1956 gilt für die Gewährung des Erholungsurlaubes an die Werktätigen das Kalenderjahr als Urlaubsjahr.

Ist der Urlaubsanspruch bis zum Jahresschluß nicht verwirklicht, dann ist der in dem betreffenden Kalender-(Urlaubs-)Jahr verdiente Urlaubsanspruch erloschen und verwirkt.

Von diesem Grundsatz gibt es jedoch Ausnahmen. In der Verordnung über Erholungsurlaub vom 7. Juni 1951 ist festgelegt, daß der Urlaub dann bis zum 31. März des folgenden Jahres zu gewähren ist, wenn er ohne Gefährdung der plangesetzlichen Aufgaben des Betriebes im Urlaubsjahr nicht zu verwirklichen war. In diesem Fall wurde also der den Werktätigen noch zustehende Urlaub auf das folgende Urlaubsjahr übertragen. Allerdings mußte der übertragene Urlaub bis zum 31. März des kommenden Jahres voll in Anspruch genommen sein.

Die Änderungsverordnung vom 1. Juni 1956 zur Verordnung über Erholungsurlaub hat die Möglichkeit der Übertragung eines Urlaubsanspruches auf das folgende Urlaubsjahr nicht unwesentlich erweitert. Danach besteht die Möglichkeit, heute auch dann, wenn der Werktätige wegen einer ärztlich bescheinigten Arbeitsunfähigkeit oder wegen einer angeordneten Quarantäne oder wegen einer Arbeitsbefreiung zur Pflege erkrankter Kinder den Urlaub im Urlaubsjahr nicht in Anspruch nehmen kann. In diesen Fällen kann der Werktätige seinen Urlaub bis zum 31. März des Folgejahres antreten. Der Urlaub braucht demnach nicht bis zum 31. März voll in Anspruch genommen zu sein. Es genügt nach dem neuen Recht vielmehr, daß er bis zu diesem Zeitpunkt angetreten ist. Die gleiche Regelung gilt dann, wenn eine Gewährung des Urlaubes im Urlaubsjahr ohne Gefährdung der notwendigen Aufgaben des Betriebes nicht möglich ist. Es muß sich jedoch hier um Ausnahmefälle handeln, da der Urlaub grundsätzlich im Urlaubsjahr selbst zu verwirklichen ist.

Nach der erwähnten Änderungsverordnung erhalten Werktätige über 18 Jahre, die erstmals oder nach Unterbrechung von mehr als sechs Monaten in ein Arbeitsrechtsverhältnis treten, ihren Urlaub nach einer Beschäftigungsdauer (Wartezeit) von sechs Monaten. Auch in dieser Beziehung spielt der Jahresschluß eine nicht unwesentliche Rolle. Endet die Wartezeit von sechs Monaten so kurz vor Jahresschluß, daß der erworbene Urlaubsanspruch in dem betreffenden Jahr nicht mehr voll in Anspruch genommen werden kann, dann ist der Urlaub bis spätestens 31. März des folgenden Jahres anzutreten. Erstreckt sich die Wartezeit von sechs Monaten in das kommende Jahr, so ist der anteilmäßige Urlaub für die Zeit der Beschäftigung im vergangenen Urlaubsjahr im neuen Jahre nachzugewähren. *kl-s.*

Ing. HANS BÖHMEL

Elektronische IMPULSZÄHLSCHALTUNGEN TEIL 2

Prinzip und Aufbau

Duale Zähler

Betrachtet man das Ausgangssignal eines bistabilen Multivibrators in Abhängigkeit vom Eingangssignal, so ergibt sich, daß erst jeder zweite Eingangsimpuls einen negativen Ausgangsimpuls hervorruft. Es sei eine Schaltung nach Bild 11 angenommen, die mit kapazitiver Gittereinkopplung arbeitet. Die Röhre $Rö_1$ ziehe zunächst Strom, so daß ihre Anodenspannung niedrig ist. Ein negativer

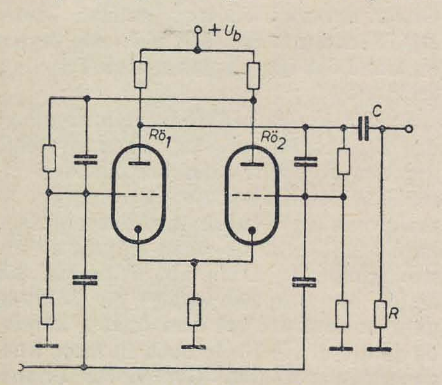


Bild 11: Prinzipschaltbild zur Erläuterung der Frequenzteilerwirkung einer Flip-flop-Stufe

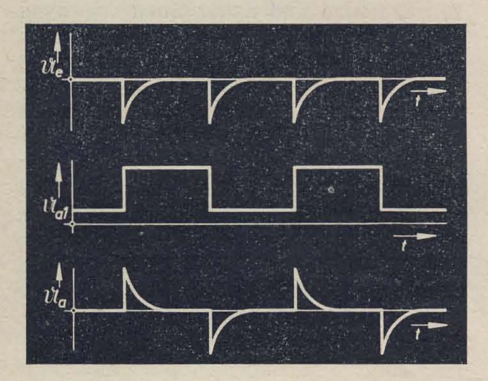


Bild 12: Spannungsverläufe zur Schaltung Bild 11

Auslöseimpuls sperrt jetzt $Rö_1$, deren Anodenspannung sprunghaft ansteigt, wodurch sie über das Differenzierglied, bestehend aus dem Widerstand R und dem Kondensator C, einen positiven Impuls abgibt. Der zweite Auslöseimpuls öffnet die Röhre $Rö_1$, und es wird ein negativer Impuls abgegeben, da die Anodenspannung wieder auf ihren Anfangswert zurückfällt. Der Verlauf des Eingangssignales, der Anodenspannung an der Röhre $Rö_1$ und des Ausgangssignales sind im Bild 12 schematisch dargestellt.

Der bistabile Multivibrator arbeitet in dieser Schaltung als Impulsuntersetzer mit dem festen Teilverhältnis 2 :1. Die Teilung ist bis zur höchsten Schaltfrequenz des bistabilen Multivibrators völlig frequenzunabhängig. Wird jetzt von dem Ausgangssignal des einen bistabilen Multivibrators ein weiterer gesteuert, so reagiert er entsprechend dem bereits gesagten nur auf die negativen Impulse und teilt deren Folge wiederum im Verhältnis 2 : 1. Es findet also insgesamt eine Teilung 4 : 1 statt. Ein dritter bistabiler Multivibrator erhöht die Teilung auf 8 : 1, ein vierter auf 16 : 1 usw. Allgemein läßt sich sagen, daß n bistabile Multivibratoren eine Teilung im Verhältnis $2^n : 1$ bewirken.

Verwendet man das duale (oder binäre) Zahlensystem, so kann man jedem bistabilen Multivibrator einen Stellenwert zuordnen. Hiervon wird vor allem in Rechengeräten häufig Gebrauch gemacht, da es den Aufbau des elektrischen Teiles einer solchen Anlage wesentlich vereinfacht.

Hier sei zunächst eine kleine Betrachtung über Zahlensysteme eingeschaltet¹). Normalerweise verwenden wir das dekadische (oder dezimale) System, das mit den Ziffern 0 bis 9 arbeitet. Die Basis dieses Systems ist 10, und die Stellungen der Ziffern entsprechen (von rechts nach links gelesen) den Potenzen der Zahl 10. Die Zehnerpotenzen sind bekanntlich

$$10^0 = 1$$
$$10^1 = 10$$
$$10^2 = 100$$
$$10^3 = 1000 \text{ usw.}$$

Wählen wir als Beispiel die Zahl 1204. Zerlegt man diese Zahl den Zehnerpotenzen entsprechend, so ergibt sich:

$$\underline{1} \cdot 10^3 + \underline{2} \cdot 10^2 + \underline{0} \cdot 10^1 + \underline{4} \cdot 10^0.$$

Die Zehnerpotenzen läßt man weg, ebenso die Additionszeichen, und ordnet die Faktoren in der Reihenfolge der Zehnerpotenzen von rechts nach links. Es ergibt sich das uns gewohnte Bild einer Zahl im dekadischen System:

1 2 0 4.

Bedingung ist jedoch bei jedem System in der uns geläufigen Darstellung durch die Potenzfaktoren, daß vom Exponenten 0 an bis zum höchsten vorkommenden Exponenten jede Potenz durch ihren Potenzfaktor dargestellt werden muß.

Obige Zahl läßt sich ohne weiteres auch in das duale Zahlensystem transponieren. Wir benötigen dazu nur die Potenzen der Basis 2:

$2^0 = 1$	$2^6 = 64$
$2^1 = 2$	$2^7 = 128$
$2^2 = 4$	$2^8 = 256$
$2^3 = 8$	$2^9 = 512$
$2^4 = 16$	$2^{10} = 1024$
$2^5 = 32$	$2^{11} = 2048$

Im dekadischen System darf jede Potenz maximal zehnmal zur Darstellung einer Zahl verwendet werden, da z. B.

$$10 \cdot 10^2 = 10^3$$

schon die nächsthöhere Potenz ergibt. Es wird also im dekadischen System zur Zahlendarstellung mit den Ziffern 0 bis 9 gearbeitet. Im dualen System werden jedoch nur die Ziffern 0 und 1 verwendet, da z. B.

$$2 \cdot 2^3 = 2^4.$$

Nehmen wir wieder die Zahl 1204 und zerlegen diese in Zweierpotenzen wie folgt:

$$1 \cdot 2^{10} = 1024$$
$$0 \cdot 2^9 = 0$$
$$0 \cdot 2^8 = 0$$
$$1 \cdot 2^7 = 128$$
$$0 \cdot 2^6 = 0$$
$$1 \cdot 2^5 = 32$$
$$1 \cdot 2^4 = 16$$
$$0 \cdot 2^3 = 0$$
$$1 \cdot 2^2 = 4$$
$$0 \cdot 2^1 = 0$$
$$0 \cdot 2^0 = \underline{0}$$
$$1204$$

Um nun Verwechslungen mit den uns vom dekadischen System her geläufigen Ziffern vorzubeugen, bezeichnen wir — es gibt ja nur 0 und 1 als Faktoren — diese beiden Ziffern wie folgt:

$$0 \mathrel{\hat=} 0$$
$$1 \mathrel{\hat=} L$$

Die Zahl 1204 sähe also im dualen System folgendermaßen aus:

L0 0L0 LL0 L00

Statt der vier Stellen im dekadischen System haben wir deren elf im dualen, dafür aber nur die beiden Ziffern 0 und L.

Der bistabile Multivibrator hat ebenfalls zwei Stellungen, nämlich $Rö_1$ oder $Rö_2$ stromführend. Ausgangsstellung sei: $Rö_1$ stromführend, d. h. daß diese Lage der Ziffer 0 entspricht. $Rö_1$ gesperrt entspricht dann der Ziffer L. Legt man nun über den Anodenwiderstand der Röhre $Rö_2$ eine Glimmlampe, so wird diese jedesmal aufleuchten, wenn die Schaltung in der Stellung L steht. Schaltet man eine beliebige Anzahl bistabiler Multivibratoren hintereinander — wie es Abb. 13 für vier Stufen zeigt — und läßt eine bestimmte Anzahl von Impulsen hineinlaufen, die jedoch nicht das Speichervermögen des Zählers überschreitet, so kann man die Anzahl der Impulse, d. h. die Stellung des Zählers, direkt an den Lampen ablesen, jedoch im dualen Zahlensystem. Die Umrechnung in das uns geläufige dekadische System wird erleichtert, wenn man den Lampen der einzelnen bistabilen Multivibratoren einen Wert – im dekadischen Zahlensystem dargestellt — zuordnet. Die Lampe des ersten bistabilen Multivibrators leuchtet in der Stellung

$$1 \cdot 2^0 = 1$$

auf. Sie erhält also den Wert „1“ zugeordnet. Die Lampe des zweiten bistabilen Multivibrators erhält entsprechend ihrem Wert

$$1 \cdot 2^1 = 2$$

¹) Vgl. auch: Horn, Elektronische Rechenmaschinen, Teil 2 auf Seite 713 dieses Heftes.

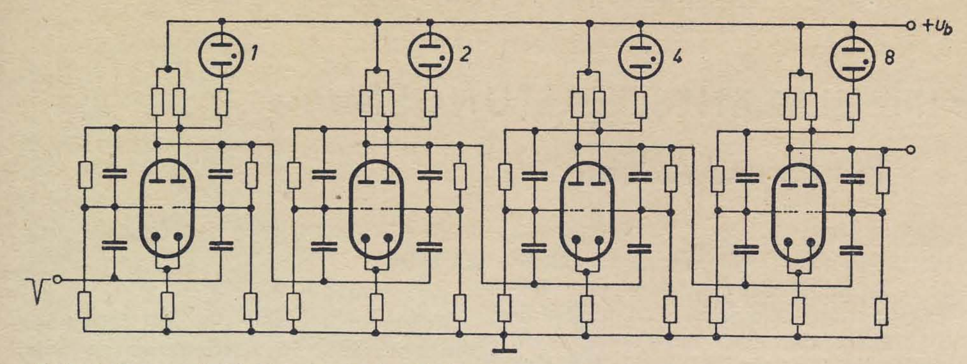


Bild 13: Prinzipschaltbild eines dualen Zählers

Tabelle 1
Impulsplan der dualen Zählschaltung

Stellung	Stufe 1 Rö 1	Stufe 1 Rö 2	Stufe 2 Rö 3	Stufe 2 Rö 4	Stufe 3 Rö 5	Stufe 3 Rö 6	Stufe 4 Rö 7	Stufe 4 Rö 8
0	×	—	×	—	×	—	×	—
1	—	×	×	—	×	—	×	—
2	×	—	—	×	×	—	×	—
3	—	×	—	×	×	—	×	—
4	×	—	×	—	—	×	×	—
5	—	×	×	—	—	×	×	—
6	×	—	—	×	—	×	×	—
7	—	×	—	×	—	×	×	—
8	×	—	×	—	×	—	—	×
9	—	×	×	—	×	—	—	×
10	×	—	—	×	×	—	—	×
11	—	×	—	×	×	—	—	×
12	×	—	×	—	—	×	—	×
13	—	×	×	—	—	×	—	×
14	×	—	—	×	—	×	—	×
15	—	×	—	×	—	×	—	×
16	×	—	×	—	×	—	×	—

Es bedeuten: × Röhre stromführend
— Röhre stromlos

den Wert „2“, die dritte Lampe den Wert „4“, die vierte den Wert „8“ usw. Addiert man nun die Werte der aufleuchtenden Lampen, so erhält man die Stellung des Zählers in der uns geläufigen dekadischen Darstellungsweise. Aus dem Impulsplan (Tabelle 1) des dualen Zählers mit vier bistabilen Multivibratoren nach Bild 13 ist die Stellung der einzelnen bistabilen Multivibratoren und das Aufleuchten der Glimmlampen ersichtlich. Die Pfeile deuten die Impulsabgabe an die folgende Stufe an.

Dekadische Zähler

Der Nachteil der schlechten Ablesbarkeit des dualen Zählers läßt sich durch Zähler nach dem dekadischen System beheben. Da die bistabilen Multivibratoren jedoch dual arbeiten, ist eine dekadische Zählung nur folgendermaßen möglich: Es werden vier bistabile Multivibratoren — die ja nach jedem 16. Impuls ihre Ausgangslage wieder einnehmen — so miteinander verbunden, daß bereits nach dem 10. Impuls die Ausgangslage des Zählers wiederhergestellt ist.

Im Bild 14 ist eine solche Zähldekade gezeigt. Die Einkopplung der Auslöseimpulse erfolgt in die Anoden durch einen gemeinsamen Anodenwiderstand. Die Weiterleitung der Zählimpulse erfolgt ganz normal wie bei dem dualen Zähler nach Bild 13 von den linken Anoden auf den gemeinsamen Anodenwiderstand der nächsten Stufe. Zwischen der zweiten und dritten Stufe sowie zwischen der dritten und vierten Stufe befinden sich die sogenannten Rückführungen, die das ursprüngliche 16er-System in ein 10er-System umwandeln. Die beiden Rückführungen sind untereinander gleichartig und gehen von den rechten Anoden der dritten bzw. vierten Stufe auf die linken Gitter der zweiten bzw. dritten Stufe. Die Wirkungsweise läßt sich am besten an Hand des Impulsplanes nach Tabelle 2 erklären.

In der Ausgangsstellung (Nullstellung) des Zählers führen alle linken Systeme der aus Doppeltrioden bestehenden bistabilen Multivibratoren Strom. Jedesmal, wenn eine Stufe in ihre Ausgangslage zurückfällt, gibt sie einen Impuls an die nächstfolgende Stufe ab. Während der ersten drei Impulse erfolgt die Zählung ganz normal wie bei dem dualen Zähler, da ja die dritte Stufe noch in ihrer Ausgangslage verharrt. Der vierte Impuls bringt jedoch die dritte Stufe zum Umschlagen, deren rechtes System stromführend wird und daher einen negativen Impuls an das linke System der zweiten Stufe abgibt. Dadurch schlägt die zweite Stufe um und es werden die dualen Stellungen 4 und 5 übersprungen, da sie sich von den dualen Stellungen 6 bzw. 7 nur durch die Stellung der zweiten Stufe unterscheiden. Der sechste Impuls bringt die Stufe vier zum Umschlagen, wodurch die Stufe drei sofort wieder in ihre andere Lage gebracht wird. Diese Lage entspricht der dualen Stellung 12, d. h., es sind vier duale Stellungen übersprungen worden. Es sind also von den 16 dualen Stellungen insgesamt 6 übersprungen, so daß nach jedem 10. Impuls die Ausgangslage wiederhergestellt ist und ein Impuls von der Dekade abgegeben wird.

Unter der Vielzahl der Rückführungsmöglichkeiten sollen nur einige aufgezeigt werden. In der oben angeführten Schaltung geschieht die Rückführung zu zwei verschiedenen Zeitpunkten und über zwei getrennte Rückführungswege. In der folgenden Schaltung nach Bild 15 erfolgt die Rückführung einmalig. Die Funktion der

Tabelle 2
Impulsplan der dekadischen Zählschaltung Bild 14

Stellung dekadisch	Stellung dual	Stufe 1 Rö 1	Stufe 1 Rö 2	Stufe 2 Rö 3	Stufe 2 Rö 4	Stufe 3 Rö 5	Stufe 3 Rö 6	Stufe 4 Rö 7	Stufe 4 Rö 8
0	0	×	—	×	—	×	—	×	—
1	1	—	×	×	—	×	—	×	—
2	2	×	—	—	×	×	—	×	—
3	3	—	×	—	×	×	—	×	—
↓	4	×	—	×	—	—	×	×	—
	5	—	×	×	—	—	×	×	—
4	6	×	—	—	×	—	×	×	—
5	7	—	×	—	×	—	×	×	—
↓	8	×	—	×	—	×	—	—	×
	9	—	×	×	—	×	—	—	×
	10	×	—	—	×	×	—	—	×
	11	—	×	—	×	×	—	—	×
6	12	×	—	×	—	—	×	—	×
7	13	—	×	×	—	—	×	—	×
8	14	×	—	—	×	—	×	—	×
9	15	—	×	—	×	—	×	—	×
10	16	×	—	×	—	×	—	×	—

Tabelle 3
Impulsplan der dekadischen Zählschaltung Bild 15

Stellung dekadisch	Stellung dual	Stufe 1 Rö 1	Stufe 1 Rö 2	Stufe 2 Rö 3	Stufe 2 Rö 4	Stufe 3 Rö 5	Stufe 3 Rö 6	Stufe 4 Rö 7	Stufe 4 Rö 8
0	0	×	—	×	—	×	—	×	—
1	1	—	×	×	—	×	—	×	—
2	2	×	—	—	×	×	—	×	—
3	3	—	×	—	×	×	—	×	—
4	4	×	—	×	—	—	×	×	—
5	5	—	×	×	—	—	×	×	—
6	6	×	—	—	×	—	×	×	—
7	7	—	×	—	×	—	×	×	—
8	8	×	—	×	—	×	—	—	×
9	9	—	×	×	—	×	—	—	×
↓	10	×	—	—	×	×	—	—	×
	11	—	×	—	×	×	—	—	×
	12	×	—	×	—	—	×	—	×
	13	—	×	×	—	—	×	—	×
	14	×	—	—	×	—	×	—	×
	15	—	×	—	×	—	×	—	×
10	16	×	—	×	—	×	—	×	—

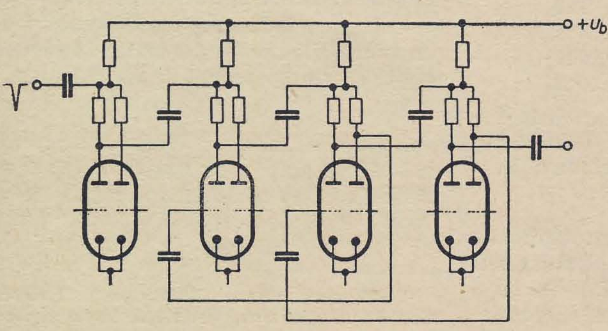
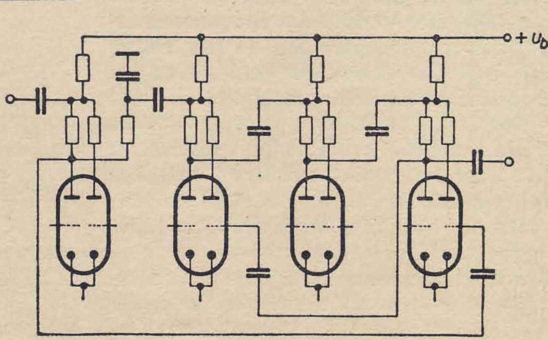


Bild 14: Vierstufige Zählerschaltung mit Rückführung zur dekadischen Zählung ←

Bild 15: Weitere Rückführungsschaltung zum Erzielen einer dekadischen Zählung →



Schaltung ist aus dem Impulsplan nach Tabelle 3 ersichtlich. Zunächst geschieht die Impulsweitergabe normal wie bei einem dualen Zähler, da die Impulse von der linken Anode der Stufe 1 die Stufe 4 über das rechte Gitter nicht beeinflussen können. Nach dem achten Impuls schlägt die Stufe 4 um, so daß jetzt das rechte System leitend wird. Der zehnte Impuls bringt die erste Stufe in ihr Ausgangslage, und damit erfolgt die Abgabe eines negativen Impulses an die Stufe 4, die dadurch in ihre Ausgangslage zurückfällt. Der an der linken Anode der Stufe 4 auftretende negative Impuls wird dazu benutzt, die zweite Stufe an ihrem Umschlag durch den Impuls der ersten Stufe zu verhindern. Dazu ist es notwendig, durch ein Verzögerungsglied zwischen der ersten und zweiten Stufe die Umschlagzeit der vierten Stufe auszugleichen, da sonst die zweite Stufe erst den normalen Weiterschaltimpuls von der ersten Stufe und dann erst den Rückführungsimpuls von der vierten Stufe erhalten würde. Dadurch würde die Stufe 3 umschlagen, die bereits ihre Ausgangslage innehatte.

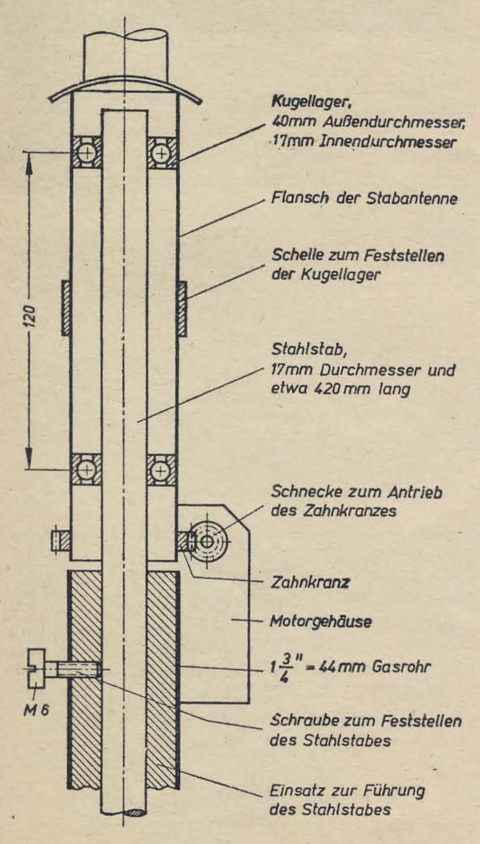
Mit einer derartigen Dekade kann nicht die maximale Zählgeschwindigkeit eines einzelnen bistabilen Multivibrators erreicht werden, da das Verzögerungsglied eine zusätzliche Zeitkonstante hereinbringt. Günstiger ist in dieser Hinsicht die Schaltung nach Bild 14, da hier keine zusätzlichen Zeitkonstanten nötig sind, so daß man bis zu der Grenzfrequenz der einzelnen bistabilen Multivibratoren arbeiten kann. Schluß im Heft 24

HILMAR GLÖCKNER

ANTENNENROTOR

Ausschlaggebend für die Erzielung eines störungsfreien UKW-Empfangs in den Randgebieten der Versorgungsbereiche ist die Antennenanlage. Man muß bei den Antennen danach streben, alle Verluste auszuschalten und die vorhandenen geringen Feldstärken weitgehendst auszunutzen. Alle Verluste, die hier auftreten, können im Empfänger nur schwer oder überhaupt nicht wieder ausgeglichen werden. Unsere Bestrebungen werden also dahin gehen, die UKW-Antenne so empfindlich wie möglich zu machen. Diese Wege wurden bereits durch die Entwicklung der UKW-Antennen mit Direktor und Reflektor beschritten. Solche Antennenformen bringen einen mehrfachen Gewinn an Antennenenergie gegenüber einem Schleifendipol. Allerdings besitzen diese Antennen den Nachteil der starken Richtwirkung. Die Bestrebungen gingen daher dahin, UKW-Antennen mit einer kreisförmigen Richtcharakteristik zu entwickeln. Aber alle Konstruktionen können nicht voll befriedigen, da die erzielte kreisförmige Richtcharakteristik immer mit einer erheblichen Leistungseinbuße verbunden ist. Die beste Lösung bildet hier die drehbare Anordnung der UKW-Antenne mit Direktor und Reflektor. Der Bedienung der Anlage von Hand stünde nichts im Wege. Sie ist aber wegen der Anordnung der Antenne auf dem Dach sehr unpraktisch. Abhilfe kann hier nur ein ferngesteuerter Motor schaffen, der die Drehung der Antenne besorgt.

Bild 1: Schnitt durch den Antennenfuß



Auf der diesjährigen Leipziger Frühjahrsmesse fiel mir besonders die von einer Firma der Deutschen Demokratischen Republik ausgestellte Konstruktion eines Antennenrotors auf. Die ungewöhnlich schwere und massive Ausführung dieses Drehaggregates überraschte mich, da bei mir eine wesentlich einfachere und leichter aufgebaute Anlage nunmehr schon seit fast zwei Jahren den gleichen Zweck erfüllt:

Zum Antrieb dient ein Scheibenwischermotor für Kraftfahrzeuge. Diese Motorenart bietet den Vorteil, daß das erforderliche Reduziergetriebe bereits vorhanden ist. Durch einen kleinen Umbau kann man den Motor leicht für den erforderlichen Zweck herrichten. Der Aufbau der Rotorantenne erfolgt nun in einfacher Weise mit einer normalen Stabantenne, an welcher der Dipol mit Direktor und Reflektor in halber Höhe befestigt wird.

Die Lagerung der Stabantenne muß in Kugellagern erfolgen, da sonst die auftretenden Reibungskräfte die Zugkraft des Motors übersteigen würden. Zu diesem Zweck werden auf einen 17 mm starken und 420 mm langen Stahlstab zwei Kugellager mit 40 mm Außendurchmesser in einem Abstand von etwa 120 mm aufgezogen, in den unteren Flansch der Stabantenne (Innendurchmesser 40 mm) eingeschoben und festgeklemmt. Der Stahlstab steht dann etwa noch 250 mm aus dem unteren Flansch der Stabantenne heraus und wird in ein zur Halterung dienendes Gasrohr eingeschoben. An dem Gasrohr ist nun der Motor befestigt, auf dessen langsam laufender Welle ein Schneckenrad sitzt, das die Stabantenne über einen am unteren Ende des Flansches sitzenden Zahnkranz antreibt (Bild 1).

Die sperrende Wirkung der Schnecke verhindert ungewollte Verdrehungen der Antenne bei Wind. Dabei ergibt sich für eine vollständige Umdrehung der Antenne eine Umlaufzeit (bei 20 V Betriebsspannung) von etwa einer Minute. Das ist für den praktischen Betrieb völlig ausreichend und ermöglicht ein besonders genaues Einstellen der Antennenrichtung.

Allerdings tritt noch eine Schwierigkeit auf, da die Forderung der Umsteuerung des Motors gestellt werden muß; sonst wären Verdrehungen des Ableitungskabels um den Mast unvermeidlich. Bei Verwendung eines Gleichstrommotors mit permanentem Feldmagnet käme man mit einfachem Umpolen aus. Den Scheibenwischermotor wird man aber aus Zweckmäßigkeitsgründen mit Wechselspannung unter Zwischenschalten eines Transformators mit etwa 20 V betreiben. Die Umsteuerung erfordert ein vierpoliges Kabel vom Motor zur Steuereinrichtung (Bild 2).

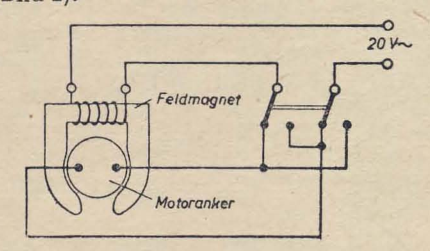


Bild 2: Motorsteuerung

Zum Schutz gegen Witterungseinflüsse werden Motor und Getriebe mit einer Metallkappe abgedeckt. Die Befestigung des unteren Halterungsrohres erfolg mit Steinschrauben und Laschen im Mauerwerk, wobei auf eine vorschriftsmäßige Erdung des Antennenmastes zu achten ist.

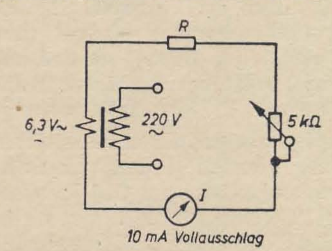


Bild 3: Schaltung der Richtungsanzeige

Man kann nun leicht mit wenig Mitteln eine Zusatzeinrichtung schaffen, die auf elektrischem Wege die Antennenrichtung anzeigt. Zu diesem Zweck wird ein Potentiometer am oberen Ende des feststehenden Mastes angebracht, dessen Achse ein Zahnrad trägt, das in den Zahnkranz am unteren Ende des Flansches der Stab-

antenne eingreift. Da der Drehwinkel eines Potentiometers etwa 270°, d. h. einen $^3/_4$ Kreisumfang beträgt, ist es erforderlich, die Zahnzahl des Zahnrades auf dem Potentiometer so zu wählen, daß eine Umdrehung der Antenne einer $^3/_4$ Umdrehung des Potentiometerzahnrades entspricht.

Die Abdeckung des Motors schützt auch das Potentiometer vor Witterungseinflüssen. Die elektrische Anzeigevorrichtung erfordert nun allerdings noch ein einpoliges Kabel von der Antenne zum Bedienungsort. Normalerweise wären zwei Adern nötig, aber wir können eine Leitung des Motorenkabels mit heranziehen.

Man schafft unter Zwischenschalten einer konstanten Spannungsquelle, eines Verbrauchers (ohmscher Widerstand) sowie eines Amperemeters einen Stromkreis, dessen Widerstand durch die Drehung des Potentiometers verändert wird.

Der wechselnde Widerstand dieses Stromkreises wird vom Amperemeter angezeigt. Damit gehört zu jeder Stellung der Antenne ein bestimmter Punkt auf der Skala des Instrumentes, die zweckmäßig nach den Himmelsrichtungen zu eichen ist. Der Wert der einzelnen Schaltelemente ist abhängig von dem zur Verfügung stehenden Meßinstrument (Milliamperemeter etwa für 10 mA Vollausschlag).

Zum Schluß sei noch auf eine Möglichkeit hingewiesen, bei der der treibende Motor selbst als Anzeigevorrichtung dient. Es handelt sich dabei um den Drehfeldgeber. Darunter versteht man zwei völlig gleiche Motoren, die durch ein fünfpoliges Kabel verbunden sind. Wie schon der Name sagt, erzeugt der Gebermotor (am Bedienungsplatz) ein Drehfeld auf den Empfangsmotor an der Antenne, d. h., der Anker des Antennenmotors macht die gleichen Bewegungen mit, die man am Steuerplatz an dem Gebermotor vornimmt. Es muß jedoch bei dieser Konstruktion auf eine besonders gute Lagerung der Stabantenne geachtet werden, da kein Reduziergetriebe am Motor vorhanden ist und die antreibende Schnecke direkt auf der verlängerten Ankerachse sitzen muß.

WERNER TAEGER

EINE MODERNE ANLAGE
für industrielles Fernsehen

Für eine möglichst vielseitige Verwendungsmöglichkeit industrieller Fernsehanlagen ist die Anpassungsfähigkeit der Einzelgeräte an die auftretenden Einsatzbedingungen maßgebend. Die Geräte der bereits mehrfach beschriebenen Fernsehanlage „Fernauge“ von Grundig (siehe RADIO UND FERNSEHEN Jahrgang 1955, Nr. 7, S. 198, Nr. 12, S. 360 und Nr. 18, S. 552) lassen sich durch Auswechseln der Zusatzteile den verschiedenartigsten Bedingungen und Anforderungen anpassen.

Bild 1 zeigt beispielsweise eine Aufnahmeapparatur für rauhen Betriebseinsatz. Die Kamera ist in ein staubdichtes Gehäuse eingebaut und kann durch Preßluft gekühlt werden, und zwar ist die Kamera zu kühlen, wenn die Raumtemperatur 45° C übersteigt. Durch eine geeignete Luftführung wird bei der Kühllufthaube die Staubfreiheit der Optik erreicht. Die vorgesetzte Blende verhindert dabei Verunreinigungen der Vorderscheibe. Neben der Aufnahmekamera erkennt man im Bild 1 rechts den Bildsender und auf diesem das Fernsteuerungskästchen für die Blenden- und Entfernungssteuerung.

Die Kamera enthält ein Resistron, das bei einer Blendenöffnung von 1 : 2 eine Beleuchtungsstärke am Objekt von mindestens 200 Lux benötigt, um ein in seinen Einzelheiten gut erkennbares Bild zu erzielen. Vor dem Resistron befindet sich die Optik. Es steht eine Vielzahl von Objektiven verschiedener Brennweiten und verschiedener Blendenöffnungen zur Verfügung, so daß für jeden Spezialfall das geeignete Objektiv ausgewählt werden kann. Der Zusammenhang zwischen Objektgröße, Objektabstand und Objektiv ist aus Bild 3 zu entnehmen. Bei den neueren Resistrons besteht die lichtempfindliche Halbleiterschicht aus Antimontrisulfid; durch die Wahl dieses Materials wird erreicht, daß keine merkbare Trägheit in der Bildübertragung erscheint.

Das im Bild 2 gezeigte druck- und feuerfeste Gehäuse für die Kamera gestattet, Vorgänge bei sehr hohen Temperaturen, wie zum Beispiel in Schmelzöfen und dergleichen, zu beobachten. An den im Bild erkennbaren Stutzen wird die Kühlluft zu- bzw. abgeführt.

Erwähnt sei noch die extrem kleine Aufnahmekamera mit federnden Führungsrollen und einer aus vier Glühlampen bestehenden Stirnbeleuchtung zur Innenuntersuchung von Rohren bis zu 60 mm Durchmesser herab und Rohrkrümmungen mit einem kleinsten Radius von 350 mm [siehe Titelbild und RADIO UND FERNSEHEN Nr. 12 (1956) S. 355].

Eine Zusammenstellung aller für eine einfachere industrielle Fernsehanlage erforderlichen Einzelgeräte zeigt Bild 4. Ganz rechts im Bild ist das Beobachtungs-



Bild 1: Aufnahmekamera in staubdichter Ausführung mit Bildsucher und Fernsteuerungskästchen



Bild 2: Druck- und feuerfestes Gehäuse für die Kamera

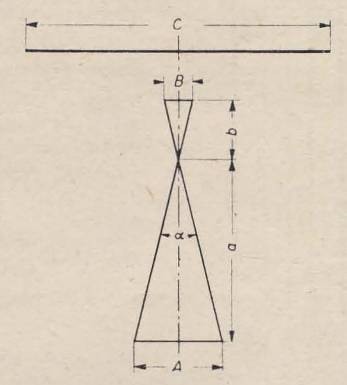


Bild 3: Zusammenhang zwischen Objektbreite bzw. Höhe A, Bildbreite bzw. Höhe auf dem Resistron B und Breite bzw. Höhe des Bildschirmes des Beobachtungsgerätes C

Ferner bedeuten:

a = Objektabstand
b = Brennweite des Objektivs
c = Bildwinkel

Für große Objektabstände ($a > 3b$) gilt

$$\frac{A}{B} = \frac{a}{b} \quad \text{und}$$

$$\alpha = 2 \,\text{artan} \frac{A}{2a} = 2 \,\text{artan} \frac{B}{2b}$$

gerät — der Monitor — mit 17-cm-Bildröhre zu erkennen. Das Beobachtungsgerät kann je nach Wunsch für hochfrequente oder videofrequente Signalübertragung ausgelegt werden. Der Monitor ist in einem Blechgehäuse untergebracht, das in staubigen Betrieben durch einen eingebauten Ventilator und auswechselbare Luftfilter staubsicher gemacht werden kann.

Die im Bild 4 gezeigte Kamera ist mit einem Tele-Objektiv für Aufnahmen aus größeren Entfernungen ausgerüstet.

Literatur

Firmenschriften der Firma Grundig, Fürth (Bayern).

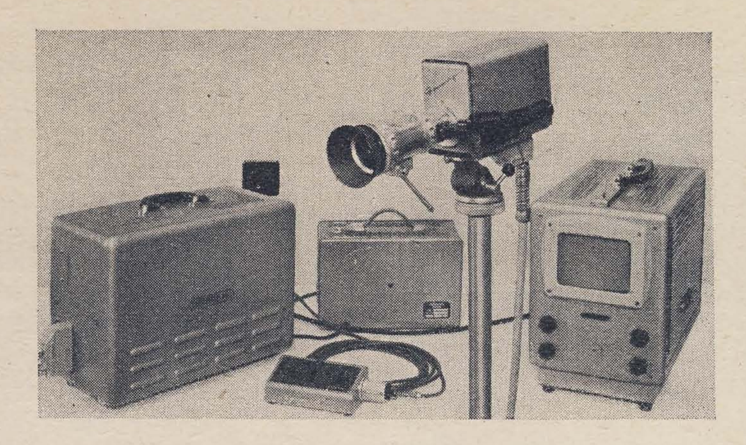


Bild 4: Zusammenstellung für eine einfache industrielle Fernsehanlage

JOACHIM MAHROW

Verbessertes UKW-Eingangsaggregat

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit der Modernisierung von älteren UKW-Eingangsteilen mit Pentodenbestückung bei weitgehender Beibehaltung des ursprünglichen Schaltungsaufbaus. Die Änderungen wurden an einem Eingangsaggregat U 3 der Firma Gustav Neumann ausgeführt [s. DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 2 (1954) S. 48]. Außerdem soll das Zusammenwirken der Schaltelemente mit Hilfe von Überschlagsrechnungen gezeigt werden.

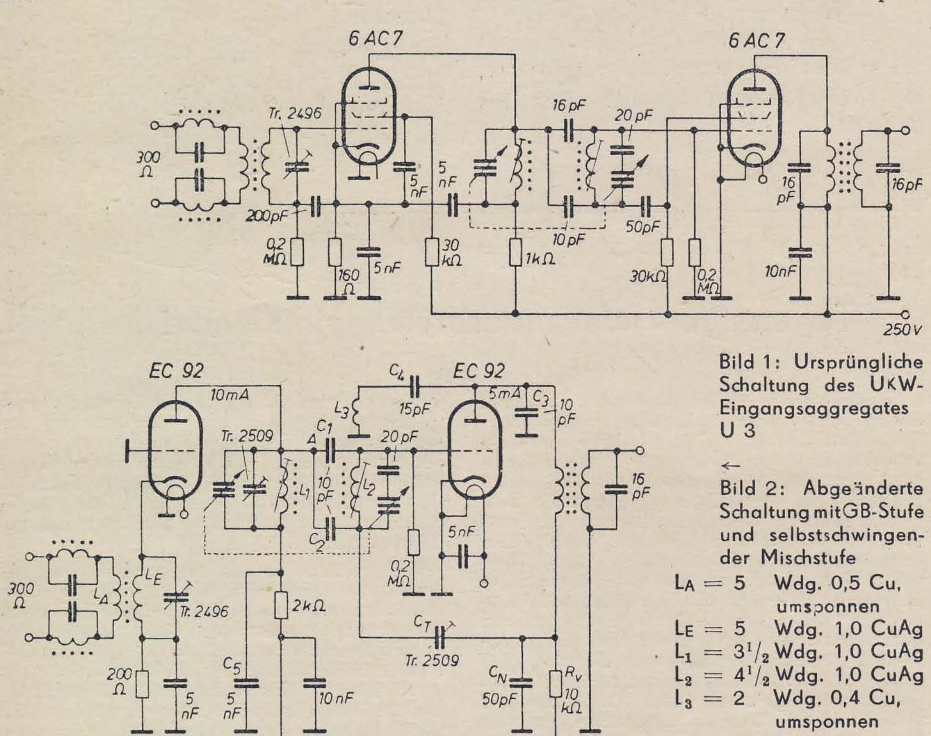


Bild 1: Ursprüngliche Schaltung des UKW-Eingangsaggregates U 3

←

Bild 2: Abgeänderte Schaltung mit GB-Stufe und selbstschwingender Mischstufe

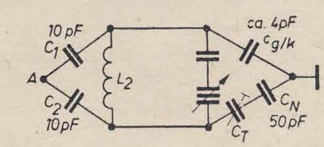
L_A = 5 Wdg. 0,5 Cu, umsponnen
L_E = 5 Wdg. 1,0 CuAg
L_1 = $3^1/_2$ Wdg. 1,0 CuAg
L_2 = $4^1/_2$ Wdg. 1,0 CuAg
L_3 = 2 Wdg. 0,4 Cu, umsponnen

Die ursprüngliche Schaltung mit einer Pentode besitzt zwar eine hohe Verstärkung, die sich aber infolge des hohen Eigenrauschens der Pentoden bei kleinen Feldstärken nicht ausnutzen läßt, da die durchaus brauchbare Eingangsspannung im Rauschen des Empfängers untergeht. Aus diesem Grunde wurden die Pentoden durch Trioden ersetzt. Als zusätzlicher Vorteil gegenüber der alten Schaltung ergab sich infolge der geringeren Wärmeentwicklung der neuen Oszillatorröhre EC 92 ein erheblich günstigerer Temperaturgang der Oszillatorfrequenz.

Im Eingangsteil ist neben dem Bandfilter zusätzlich ein Trimmer so anzuordnen, daß dessen fester Anschluß in die Kammer der Oszillatorspule reicht. Die Rückkopplung am Oszillator erfolgt induktiv. Die Windungen der Rückkopplungsspule L_3 sind mit einer Windung fest in das kalte Ende der Oszillatorspule L_2 zu wickeln. Der Parallelkondensator des ersten Bandfilterkreises ist zu entfernen. Zur Einengung der Frequenzvariation des Anodenkreises der Gitterbasisstufe ist ein weiterer Trimmer vorgesehen. Die Anodenkreisspule erhält zweckmäßig nur noch $3^1/_2$ Windungen.

Um die Störstrahlung des Oszillators über die Vorstufe zu vermindern, ist der Oszillatorkreis in eine Brückenschaltung einbezogen (Bild 3). Die Brücke wird gebildet aus C_1, C_2, $c_{g/k}$ einschließlich der äußeren Kapazität zwischen Gitter-Katode und C_T in Reihe mit C_N. Die sich aus der Reihenschaltung der beiden Brückenzweige ergebende Kapazität bildet gleichzeitig die zur Frequenzbereicheinengung notwendige Festkapazität. Bei richtigem Abgleich der Brücke durch C_T zeigt ein am Punkt A angeschlossenes empfindliches HF-Röhrenvoltmeter Minimalausschlag.

Bild 3: Oszillatorbrücke



$$C_T = \frac{\frac{C_2}{C_1} \cdot c_{g/k}}{1 - \frac{C_2}{C_1} \cdot \frac{c_{g/k}}{C_N}} \approx 4{,}4 \text{ pF}.$$

Der Dämpfung des ersten ZF-Kreises durch den niedrigen Innenwiderstand der Mischtriode ($R_{ie} \approx 23$ kΩ) wird entgegengewirkt, indem man einen Teil der ZF-Spannung zum Gitter rückkoppelt. Diese Spannung darf allerdings nicht so groß sein, daß Selbsterregung eintritt. Durch die Entdämpfung wird ein nicht unbeträchtlicher Verstärkungsgewinn erzielt.

$$C_5 \gg C_1 + C_2,$$

also

$$\frac{(C_1 + C_2) \cdot C_5}{C_1 + C_2 + C_5} \approx C_1 + C_2 = 20 \text{ pF}.$$

$$C_P = C_3 + C_4 + c_{a/k} \approx 25 \text{ pF}$$

$$C_E = (\mu_w + 1)\, c_{a/g} + c_{g/k} \approx 120 \text{ pF}$$

$$C_E' = C_E + C_1 + C_2 = 140 \text{ pF}$$

$$C_G = C_N + \frac{C_T \cdot C_E'}{C_T + C_E'} = 54{,}2 \text{ pF}.$$

Der nach der Entdämpfung wirksame Innenwiderstand der Mischtriode berechnet sich nach

$$\frac{1}{R_{1w}} = Y_{1w} = \frac{1}{R_{1c}} - S_m \cdot t,$$

$R_{1c} \approx 23\,k\Omega$, $S_m \approx 2{,}3\,mA/V$, mittlere Steilheit, $t = \frac{U_{g\,ZF}}{U_{a\,ZF}}$.

Das Teilungsverhältnis t erhält man aus den im Bild 4 angegebenen Kapazitäten.

$$t = \frac{\frac{1}{C_G}}{\frac{1}{C_P}} \cdot \frac{\frac{1}{C_E'}}{\frac{1}{C_E'} + \frac{1}{C_T}}$$

$$= \frac{C_P \cdot C_T}{C_G (C_E' + C_T)} = \frac{1}{71}.$$

Der Innenwiderstand der Mischröhre steigt durch die ZF-Rückkopplung auf das Vierfache.

$$\frac{1}{R_{1w}} = 43{,}5\,\mu S - 2300 \cdot \frac{1}{71},$$

$$\frac{1}{R_{1w}} = 11\,\mu S,\ R_{1w} = 91\,k\Omega.$$

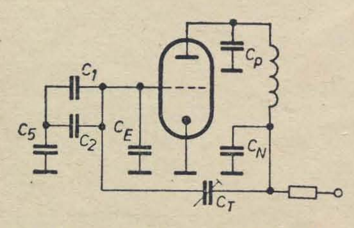


Bild 4: Wirksame Schaltung zur ZF-Rückkopplung

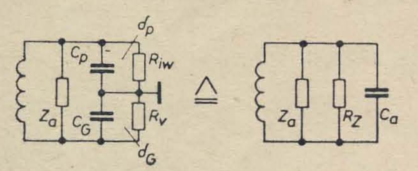


Bild 5: ZF-Anodenkreis

Mit einem ZF-Kreiswiderstand $Z_a = 15\,k\Omega$ und unter Beachtung der Spannungsteilung über C_1 und $c_{g/k}$ ergibt sich eine Mischverstärkung von

$$V_c = ü_1 \cdot S_c \cdot Z_{aw},$$

$ü_1 = 0{,}72$, Teilungsverhältnis über C_1 und $c_{g/k}$.

Berechnung des wirksamen Außenwiderstandes im Anodenkreis der Mischröhre Z_{aw}:

$$R_z = \frac{1}{\delta \cdot \omega_{ZF} \cdot C_a},$$

δ = Verlustwinkel der Gesamtkapazität C_a

$$\delta = \delta_P + \delta_G - \delta_k$$

$\omega_{ZF} = 2\pi \cdot 10{,}7 \cdot 10^6 s^{-1}$

$$\delta_P = \frac{1}{\omega_{ZF} \cdot C_P \cdot R_{1w}} = 6{,}55 \cdot 10^{-3},$$

$$\delta_G = \frac{1}{\omega_{ZF} \cdot C_G \cdot R_v} = 27{,}5 \cdot 10^{-3},$$

$$\delta_k = \frac{\delta_P C_P + \delta_G C_G}{C_P + C_G} = 21 \cdot 10^{-3},$$

$$\delta = 13{,}05 \cdot 10^{-3}.$$

$$C_a = \frac{C_P \cdot C_G}{C_P + C_G} = 17\,pF.$$

Für R_z ergibt sich

$$R_z = 67\,k\Omega,$$

$$Z_{aw} = \frac{Z_a \cdot R_z}{Z_a + R_z} = 12{,}2\,k\Omega.$$

$$V_c = 0{,}72 \cdot 1{,}75\,mA/V \cdot 12{,}2\,k\Omega = 15{,}4\,fach.$$

In der Vorstufe befindet sich ebenfalls eine EC 92, die als Gitterbasisstufe arbeitet und einen Eingangswiderstand

$$R_{e\,GB} = \frac{1}{S}\left(1 + \frac{R_a}{R_i}\right) \approx 300\,\Omega$$

besitzt.

$$R_a = \frac{R_p \cdot R_{ec\,w}}{R_p + R_{ec\,w}} = 6\,k\Omega.$$

$S = 5\,mA/V$, $R_i = 12\,k\Omega$, $R_p = 10\,k\Omega$, Resonanzwiderstand des Zwischenkreises; $R_{ec} = 10\,k\Omega$, Eingangswiderstand der Mischstufe.

$R_{ec\,w}$ ist der im Zwischenkreis wirksame R_{ec}, er wird analog wie R_z im ZF-Kreis berechnet. Seine Größe ist 15 kΩ.

Der Eingangswiderstand der Gitterbasisstufe ist so gering, daß man den parallelliegenden Resonanzwiderstand des Eingangskreises vernachlässigen kann. Der Gesamteingangswiderstand ist dann

$$R_E = R_{e\,GB} \,||\, R_{res} \approx R_{e\,GB}.$$

Bei einem Antennenwiderstand $Z_A = 300\,\Omega$ ergibt sich eine Antennenübersetzung

$$ü_A = \frac{w_E}{w_A} = \sqrt{\frac{R_E}{Z_A}} = 1.$$

w_E = Windungszahl des Eingangskreises,
w_A = Windungszahl der Antennenspule.

Zur richtigen Antennenanpassung muß also die Antennenspule die gleiche Windungszahl wie der Eingangskreis erhalten.

Die Verstärkung der Gitterbasisstufe beträgt

$$V_{GB} = ü_A \cdot S \cdot \frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i} = 20\,fach.$$

Die Gesamtverstärkung des Eingangsaggregates ist

$$V_{ges} = ü_A \cdot V_{GB} \cdot V_c = 310\,fach.$$

Außerdem sei noch erwähnt, daß die Kapazität aus der Reihenschaltung von C_1, $c_{g/k}$ und C_2, C_T, C_N mit in den Zwischenkreis eingeht. Sie beträgt 5 bis 6 pF.

Beim Verdrahten ist auf kürzeste Leitungsführung zu achten. Als Erdungspunkt jeder Stufe dient das jeweilige Abschirmröhrchen der Röhrenfassung.

Eine gute Hilfe beim Abgleich des Eingangsaggregates bietet ein Grid-Dipper. Notfalls läßt sich zum Oszillatorabgleich auch ein Absorptionskreis in Verbindung mit einem in die Anodenleitung der Mischstufe geschalteten Strommesser verwenden. Befindet sich der Absorptionskreis, dessen Frequenz bekannt sein muß, mit dem Oszillatorkreis in Resonanz, so muß beim Annähern des Absorptionskreises an den Oszillatorkreis der Anodenstrom ansteigen.

Die derartig aufgebaute UKW-Eingangsschaltung hat sich seit mehreren Monaten gut bewährt.

Literatur

Funk-Technik-Beilagen, 1954.

H. Bock: EF 85 als Vorröhre bei FM und AM, Funk-Technik Heft 13 (1955) S. 357.

Tagung über Wellenausbreitung in Kleinheubach

In der Zeit vom 11. bis 13. Oktober d. J. fand die gemeinsame Jahrestagung der Arbeitsgemeinschaft Ionosphäre des URSI-Landesausschusses und der Fachgruppe Wellenausbreitung der NTG Westdeutschlands im Schloß Kleinheubach am Main statt. Durch die Teilnahme mehrerer Wissenschaftler aus der Deutschen Demokratischen Republik, wobei außer dem Heinrich-Hertz-Institut und dem Observatorium Kühlungsborn in diesem Jahr auch das Betriebslaboratorium für Rundfunk und Fernsehen vertreten waren, erhielt die Tagung ein gesamtdeutsches Gepräge, wie auch die Anwesenheit ausländischer Gäste aus England, Holland und der Schweiz, unter anderem Prof. S. Chapman (England) und Dr. H. Bremmer (Holland), die Tatsache unterstrich, daß die Probleme der Wellenausbreitung nur in überstaatlichem Maßstab bearbeitet werden können.

Unter den zahlreichen Vorträgen bildeten sich zwei Schwerpunkte aus, die einerseits auf der Streu-(Scatter-)Ausbreitung kurzer und ultrakurzer Wellen, andererseits auf den ionosphärischen Auswirkungen von Sonneneruptionen, insbesondere der Eruption vom 23. Februar d. J., lagen. Die Streuausbreitung ultrakurzer Wellen über die Ionosphäre auf große Entfernungen hat in den letzten Jahren zunehmende Bedeutung gewonnen, seit sich herausgestellt hat, daß mit diesem Ausbreitungsmechanismus reguläre Funklinien auf Meterwellen über 1000 km und größere Strecken hinweg betrieben werden können. Auf Kurzwellen bringt die ionosphärische Streuung eine Vergrößerung der brauchbaren Frequenzbereiche mit sich. Die Sonneneruption am 23. Februar dieses Jahres lieferte Hinweise auf die bisher nicht in Betracht gezogene Möglichkeit einer Ionisation der D-Schicht durch solare Korpuskeln hoher Energie (Ultrastrahlung).

Weitere Berichte und Besprechungen behandelten die Richtlinien für einheitliche Meßmethoden und Definitionen und den Austausch der Beobachtungen im Internationalen Geophysikalischen Jahr, das von Juli 1957 bis Dezember 1958 stattfinden wird. Die gemeinsamen verstärkten Untersuchungen über Ionosphäre und Wellenausbreitung auf einer großen Anzahl von Stationen in der ganzen Welt im Rahmen des Internationalen Geophysikalischen Jahres, an denen auch die Ionosphärenstationen der Deutschen Demokratischen Republik beteiligt sind, versprechen nicht zuletzt für die Praxis des kommerziellen Funkdienstes und der Rundfunkversorgung bedeutende Fortschritte in der Erforschung der regelmäßigen und unregelmäßigen Veränderungen der Wellenausbreitungsbedingungen.

Die Tagung in Kleinheubach erwies deutlich den Zusammenhang aller Ausbreitungsprobleme und die Fruchtbarkeit enger Zusammenarbeit aller daran interessierten Einrichtungen von Forschung und Praxis. *J. Taubenheim*



Ing. HEINZ HÖSCHEL

Mitteilung aus dem VEB Technisch-Physikalische Werkstätten Thalheim

DER SELEKTOGRAF SO 80

In Fachkreisen ist wohl die Tatsache hinreichend bekannt, daß die vorteilhafteste Methode des Abgleichs von AM- und FM-Empfängern sowie selektiver HF-Verstärker, im Gegensatz zu der zeitraubenden punktweisen Aufnahme der Resonanzkurve, die Abbildung der Resonanzkurve durch eine Katodenstrahlröhre ist. Nur so kann in kürzester Zeit eine optimale Abstimmung erreicht werden.

Hierzu benötigt man im allgemeinen einen Wobbelsender, Meßsender und Oszillografen. Dabei stören besonders der umfangreiche und platzraubende Aufbau, die schlechte Beweglichkeit und umständliche Bedienung eines so umfangreichen Meßplatzes, ganz abgesehen davon, daß damit für diesen speziellen Zweck viele wertvolle Geräte gebunden werden.

Verwendungszweck

Der Selektograf SO 80 stellt ein Gerät dar, das sich speziell zum Schreiben von

Schaltbild des Selektografen SO 80

Technische Daten

Frequenzbereiche:	1. 100 ... 206 kHz
	2. 200 ... 412 kHz
	3. 400 ... 815 kHz
	4. 800 ... 1630 kHz
	5. 5,8 ... 11 MHz
	6 10 ... 16 MHz
	7. 85 ... 102 MHz
Wobbelhub:	etwa 0 bis ± 20% der eingestellten Frequenz, stetig regelbar
Ausgangsspannung:	stetig regelbar und einmal grob umschaltbar, ungeeicht etwa 1,3 V≈
Ungenauigkeit des Eichkreises bzw. UKW-Eichgenerators:	1 %
Röhrenbestückung:	B 6 S 1, 6 × ECC 81, EZ 80, StR 90/40, StR 150/30
Netzanschluß:	125 und 220 V~
Leistungsaufnahme:	etwa 80 W
Feinsicherungen:	1 × 1,6 A, 1 × 1 A, 1 × 0,1 A
Gehäuseabmessungen:	etwa 330x2c0x270mm
Gewicht:	etwa 16 kg
Zubehör:	2 Meßkabel, 1 Raster

Resonanzkurven eignet. Damit ist die Möglichkeit gegeben, alle AM- und FM-Empfangsgeräte ohne Zuhilfenahme weiterer Meßgeräte abzugleichen. Mit dem Selektograf wurde ein handliches Gerät geschaffen, das besonders für den Service gedacht ist. Aber auch für den Einsatz in der Fertigung eignet sich der Selektograf sehr gut, da mit ihm von jedem Bauteil, wie Spulen und Filtern, jeder Baugruppe oder dem ganzen Gerät die Resonanzkurve abgebildet werden kann.

Der Frequenzbereich des Gerätes umfaßt die Frequenzen von 100 bis 1630 kHz, 5,8 bis 16 MHz und 85 bis 102 MHz. Außerdem besteht noch die Möglichkeit, in den Lücken der Frequenzbereiche mit einer entsprechenden Harmonischen zu arbeiten.

Um z. B. die kommerzielle ZF von 3,1 MHz zu erfassen, benutzt man die Frequenz von 1,55 MHz auf Bereich 4 des Selektografen, dessen 2. Harmonische 3,1 MHz ergibt.

Ebenso besteht die Möglichkeit des Abgleichs von Bild-ZF-Verstärkern in Fernsehgeräten. So kann z. B. der Bild-ZF-Verstärker des „Rubens" auf 26 MHz mit Hilfe der 2. Harmonischen von 13 MHz einwandfrei abgeglichen werden.

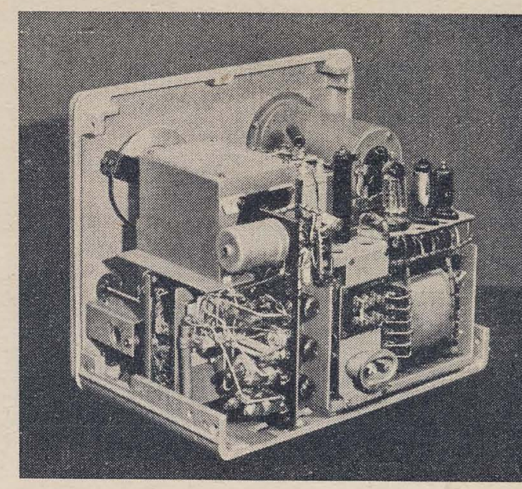
In besonderen Fällen wird der Selektograf in Sonderanfertigung auch mit anderen Frequenzen (f < 100 kHz und 1,6 bis 5,8 MHz) geliefert.

Wirkungsweise

Die HF-Spannung wird durch einen frequenzmodulierten Multivibrator erzeugt, dessen Frequenzhub sich zwischen 0 und ± 20% der jeweilig eingestellten Frequenz kontinuierlich einstellen läßt. Als Senderschaltung wurde ein Dreitrioden-Multivibrator gewählt. Mit dieser Schaltung läßt sich relativ einfach die Forderung nach gleichmäßigem Wobbelhub bei ein und derselben Wobbelanordnung über einen großen Frequenzbereich erfüllen.

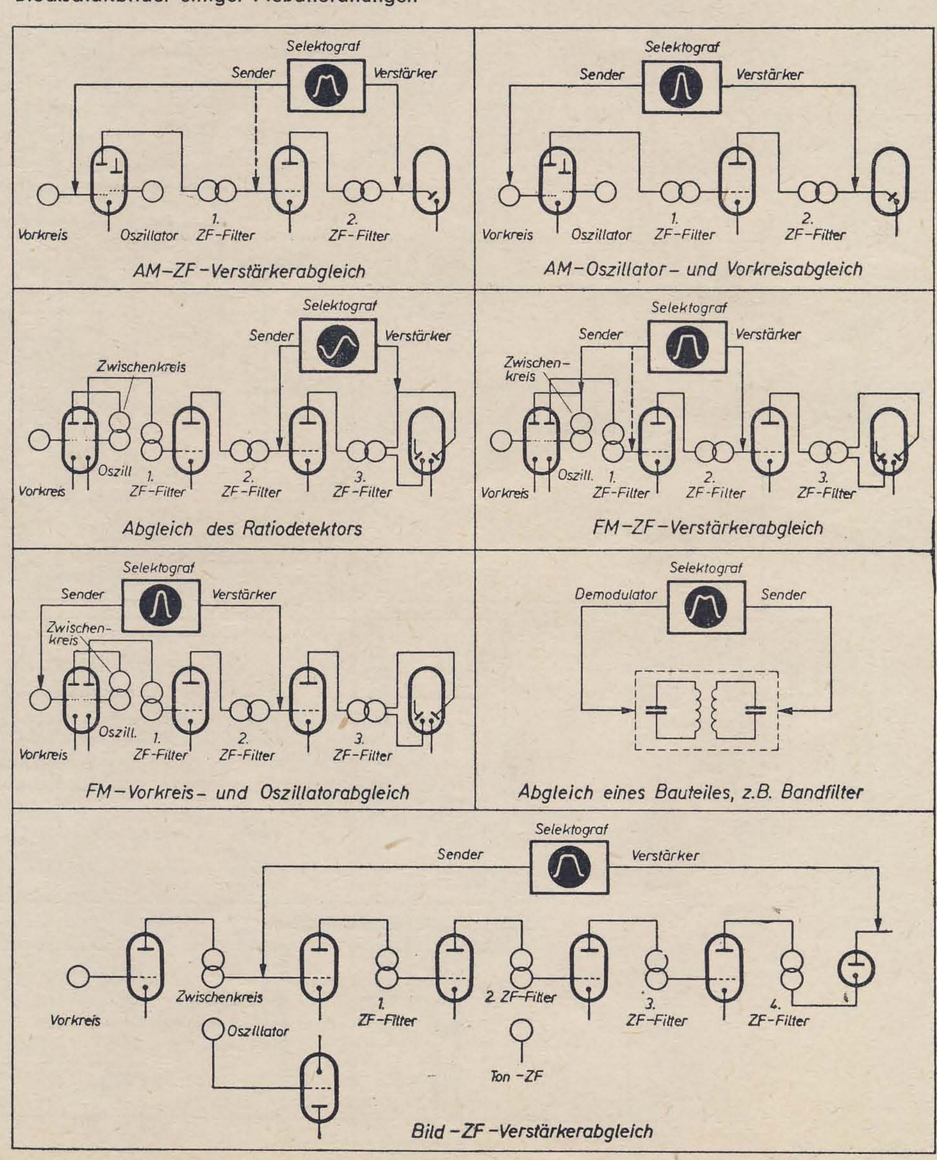
Der frequenzmodulierte Multivibrator wird aus den Röhrensystemen I und II der Röhre 10 und dem System II der Röhre 9 gebildet. Die Frequenzbereichumschaltung erfolgt durch Umschalten der Ladekapazitäten C_{26} bis C_{31}. Durch Veränderung von R_{35} erfolgt eine Änderung des Ladestrommittelwertes und damit die Feineinstellung der Senderfrequenz. Die Wobbelspannung gelangt über den Wobbelhubregler R_{34} und den Widerstand R_{33} auf den Widerstand R_{32}, der zusammen mit dem Regler R_{35} als Katodenwiderstand für die Laderöhre dient.

Die Wobbelspannung bewirkt hier im Rhythmus der Wobbelfrequenz eine mehr oder weniger große Arbeitspunktverschiebung und damit eine Frequenzmodulation der Senderspannung. Die Wobbelfrequenz beträgt 50 Hz und wird ebenso wie die Kippfrequenz aus dem Stromversorgungsteil gewonnen, indem die an der Siebdrossel Dr_1 abfallende Wechselspannungskomponente induktiv ausgekoppelt wird. Die Kurvenform ist hier annähernd sägezahnförmig, so daß eine ungleichmäßige Helligkeit der Zeitbasis, wie dies bei Verwendung von Sinusspannung der Fall ist, vermieden wird. Das System I von Röhre 9 und die Systeme I und II der Röhre 8 dienen zur Entkopplung und Verstärkung der Senderspannung. Die Senderausgangsamplitude ist stetig regelbar und einmal grob umschaltbar. Die Amplitude beträgt etwa 1,3 V. Die Heizspannung des Senders ist magnetisch sta-



Chassisaufbau

Blockschaltbilder einiger Meßanordnungen



bilisiert, da die Senderfrequenz sehr von der Katodenemission abhängig ist. Zum anderen liegt die Heizung der Röhre 9 auf einem Potential von +90 V, da durch die Kaskodeschaltung der Röhrensysteme I und II der Röhren 9 bzw. 10 die Katode in der Röhre 9 auf +150 V liegt.

Durch die Betätigung des mit „Eichen" bezeichneten Druckknopfes wird der Eichkreis ein- und der Senderausgang abgeschaltet. Die Senderspannung wird in einer Stromkopplung in den Eichkreis eingekoppelt. Mit dem Eichkreis erfolgt der Abgleich des Senders in dem Frequenzbereich von 100 kHz bis 16 MHz, indem die Eichkreisresonanzkurve auf dem Bildschirm abgebildet wird. Das hat den Vorteil, daß Röhrenalterungen, Spannungsschwankungen usw. nicht in die Eichung eingehen und somit eine große zeitliche Konstanz gewährleistet ist. Die Frequenzbereichumschaltung erfolgt durch Umschalten der Induktivitäten L_1 bis L_6. Dieser Schalter ist gekuppelt mit dem des Senders, so daß beide gleichzeitig auf den jeweiligen Frequenzbereich umgeschaltet werden.

Für den UKW-Bereich von 85 bis 102 MHz wird statt des Eichkreises der Frequenzmarkengenerator verwendet. Dieser ist als Gegentaktsender ausgeführt und mit einer ECC 81 bestückt. Die Senderspannung wird über die Schaltkapazitäten abgestrahlt. Der Drehko dieses Senders sitzt mit auf der gleichen Achse des Eichkreisdrehkos. Mit diesem Sender wird beim Abgleich der Oszillatoren und Vorkreise von UKW-Geräten eine Frequenzmarke (Pip) auf der Resonanzkurve des UKW-Gerätes geschrieben. Zum Schreiben der Resonanzkurve werden jedoch die Harmonischen des gewobbelten Senders benutzt.

Der Demodulator und Verstärker ist mit 2× ECC 81 bestückt. System I von Röhre 6 ist als Richtverstärker geschaltet. Damit ist die Möglichkeit gegeben, die gewobbelte HF-Spannung von einem zu prüfenden Gerät oder Bauteil über eine kleine Kapazität abzunehmen. Zum Abbilden einer Resonanzkurve mit einer Amplitude von 30 mm wird am Verstärkereingang im Augenblick der durchlaufenen Resonanz eine HF-Spannung von etwa 0,15 V benötigt. System II von Röhre 6 ist als Verstärker geschaltet. Von dieser Stufe an wird der Verstärker benutzt, wenn in dem zu prüfenden Gerät selbst die Demodulation erfolgt. Von hier an ist eine HF-Spannung von etwa 0,25 V erforderlich, wenn die abgebildete Resonanzkurve ungefähr 30 mm beträgt. Die Endstufe ist als Gegentaktstufe ausgeführt, wobei von der Anode der einen Endröhre eine der Verstärkung dieser Röhre entsprechend geteilte Spannung zur Steuerung der anderen Endröhre dient.

Zur Abbildung der Resonanzkurve dient eine B 6 S 1. Die Rücklaufverdunklung wird ebenso wie die Wobbel- und Kippfrequenz aus dem Netzteil gewonnen. Zur Rücklaufverdunklung werden die Ladeimpulse des Ladekondensators ausgenutzt. Diese werden über den Transformator Tr_3 induktiv ausgekoppelt und dem Wehneltzylinder der B 6 S 1 zugeführt.

Wegen der Benutzung einer Wobbelfrequenz von 50 Hz wurde der Gleichrichter als Einweggleichrichter ausgeführt. Die gesamte Anodenspannung im Gerät ist stabilisiert mit einer StR 90/40 und einer StR 150/30.

Der Netzanschluß ist umschaltbar für 125 V und 220 V bei einer Netzfrequenz von 40 bis 60 Hz.

Anwendungsbeispiel

Abgleich des ZF-Teiles eines FM-Empfängers

Diskriminatorabgleich

Hierbei ist besonders auf einwandfreie Erdverbindung zu achten. Die Masseanschlüsse der Meßkabel sind mit dem Chassis des Empfängers zu verbinden. Das Meßkabel zum Verstärker wird nach dem Deemphasisglied der Diskriminatorstufe angeklemmt und das Senderkabel zur Entkopplung des ZF-Filters an das Gitter der letzten ZF-Röhre bzw. Begrenzerröhre gelegt. Nun wird der Eichkreis auf die 10,7-MHz-Frequenzmarke im Frequenzbereich 6 eingestellt und die Senderfrequenz unter Drücken des mit „Eichen" bezeichneten Druckknopfes solange verändert, bis der Scheitelwert der Resonanzkurve des Eichkreises auf der Mittellinie des Rasters liegt.

Nach Loslassen des Druckknopfes kann nun in einfacher Weise das Diskriminatorfilter abgeglichen werden. Die Einstellung des Filters ist dann optimal, wenn der Kurvenzug bei größtmöglicher Amplitude symmetrisch ist, eine gerade Flanke besitzt und die Flankenmitte auf der Mittellinie des Rasters liegt. Diese angeführte Art des Abgleichs ist verbindlich für den Ratiodetektor, Gegentaktdiskriminator und Phasendiskriminator.

ZF-Verstärkerabgleich

Das Verstärkerkabel wird, wenn das zu prüfende Gerät eine Begrenzerstufe hat, über einen Spannungsteiler von 1 MΩ und 50 kΩ an das Gitter der Begrenzerröhre angeschlossen.

Liegt das RC-Glied der Begrenzerstufe am kalten Ende des ZF-Filters, so ist der Spannungsteiler parallel zu diesem zu schalten. Die Ankopplung des Senderkabels hat sehr lose an das Gitter der Mischröhre zu erfolgen (etwa 0,1 bis 0,5 pF), um ein Aussetzen des Oszillators zu verhüten. Bei stark verstimmten ZF-Teilen ist es zweckmäßig, zuvor immer an das Gitter der nächsten ZF-Röhre anzuschließen und jede Stufe für sich abzugleichen. Der Abgleich der Filter hat in der gewohnten Reihenfolge zu erfolgen. Hierbei ist jedoch zu beachten, daß mit nicht zu großer HF-Spannung gearbeitet wird, denn bei voll arbeitendem Begrenzer werden irgendwelche Unsymmetrien in der ZF-Kurve durch diesen ausgebügelt, was leicht zu einem Trugschluß führen kann.

Hat das Gerät keine Begrenzerstufe und nur einen Ratiodetektor, dann wird das Verstärkerkabel in die Demodulationsbuchse umgesteckt und über eine Kapazität von etwa 0,5 pF an die Anode der letzten ZF-Röhre angekoppelt.

Soll die Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers inklusive des Diskriminators aufgenommen werden, so wird das Verstärkerkabel wieder in den Verstärkereingang gesteckt und nach dem Deemphasisglied am Diskriminator angeklemmt. Das Senderkabel wird dabei über eine Kapazität von etwa 0,5 pF an die Mischröhre angekoppelt. Auf diese Art läßt sich genau überprüfen, ob die Flanke des Diskriminators auch bei voller Aussteuerung symmetrisch zur ZF-Kurve liegt und linear bleibt.

Der Abgleich von Geräten mit Flankendemodulator erfolgt wie der Abgleich eines AM-Gerätes, nur daß die ZF auf 10,7 MHz liegt.

Abschlußbericht von der Leipziger Herbstmesse

Im Abschlußbericht über die Leipziger Herbstmesse 1956 geben folgende Zahlen über den erfolgreichen Ablauf Auskunft: Gesamtumsätze der Außenhandelsorgane der DDR: 1251 Millionen Rubel (312,75 Millionen Dollar), davon für 943 Millionen Rubel (235,75 Millionen Dollar) Exportverträge, für 308 Millionen Rubel (77 Millionen Dollar) Importverträge. Exportabschlüsse mit östlichen Staaten wurden für 508 Millionen Rubel (127 Millionen Dollar) getätigt gegenüber 251 Millionen Rubel (62,75 Millionen Dollar) auf der Herbstmesse 1955.

Exportabschlüsse nach dem westlichen Ausland: 254 Millionen Rubel (63,5 Millionen Dollar) gegenüber 201 Millionen Rubel (50,25 Millionen Dollar) auf der Herbstmesse 1955. Mit der Bundesrepublik wurden Verträge für 263 Millionen Verrechnungseinheiten abgeschlossen.

Besucher: Insgesamt 274097 aus 77 Ländern, darunter 9040 Besucher aus dem Ausland und 15057 aus der Deutschen Bundesrepublik.

Aussteller: 7146 aus 33 Ländern in 16 Messehäusern und drei Messehallen auf 104229 m² Ausstellungsfläche. 689 Aussteller vertraten auf 8832 m² das Angebot von 31 ausländischen Staaten, davon belegten 636 Firmen aus westlichen Ländern 5223 m² und 53 Außenhandelsgesellschaften der östlichen Länder 3609 m² Ausstellungsfläche. Die Deutsche Bundesrepublik war mit 1145 Ausstellern auf einer Fläche von 7746 m² an der Herbstmesse beteiligt.

Der erfolgreiche Verlauf der Leipziger Messen im Frühjahr und im Herbst 1956 veranlaßte bereits zahlreiche Aussteller aus dem In- und Ausland, sich für die Leipziger Frühjahrsmesse 1957, die in der Zeit vom 3. bis 14. März als Technische Messe und Mustermesse durchgeführt wird, wiederum als Aussteller vormerken zu lassen.

ECL 82, Teil 1, siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 21 (1956)

RÖHRENINFORMATION — ECL 82 — Teil 2

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze

Betriebswerte der ECL 82 als NF-Vor- und Leistungsendstufe

1. Triodensystem als NF-Verstärker mit RC-Kopplung

a) Gittervorspannungserzeugung durch Katodenwiderstand. Generatorinnenwiderstand = 200 kΩ, R_g = 3 MΩ, Gitterableitwiderstand der folgenden Stufe R_{g1}' = 0,7 MΩ. R_a = 220 kΩ [R_a = 200 kΩ + R_{sieb} (20 kΩ)]

Betriebsspannung	U_b	200	170	100	V
Katodenwiderstand	R_k	2,2	2,7	2,7	kΩ
Anodenstrom	I_a	0,52	0,43	0,23	mA
Anodenwechselspannung	$\mathfrak{U}_{a\,eff}$	26	25	15	V
Verstärkung	V	52	51	47	fach
Klirrfaktor hierbei	k	1,6[1])	2,3[1])	4[1])	%

R_a = 100 kΩ

Betriebsspannung	U_b	200	170	100	V
Katodenwiderstand	R_k	1,5	1,8	1,8	kΩ
Anodenstrom	I_a	0,84	0,67	0,38	mA
Anodenwechselspannung	$\mathfrak{U}_{a\,eff}$	30	25	11	V
Verstärkung	V	47	46	42	fach
Klirrfaktor hierbei	k	2,3[1])	2,8[1])	2,8[1])	%

b) Gittervorspannungserzeugung durch Spannungsabfall des Gitterstromes am Gitterableitwiderstand, R_g = 20 MΩ. Generatorinnenwiderstand = 200 kΩ, Gitterableitwiderstand der folgenden Stufe R_{g1}' = 0,7 MΩ, Katodenwiderstand R_k = 0 Ω.

R_a = 220 kΩ [R_a = 200 kΩ + R_{sieb} (20 kΩ)]

Betriebsspannung	U_b	200	170	100	V
Anodenstrom	I_a	0,61	0,5	0,22	mA
Anodenwechselspannung	$\mathfrak{U}_{a\,eff}$	25	20	9	V
Verstärkung	V	55	53	46	fach
Klirrfaktor hierbei	k	1,4[2])	1,4[2])	1,5[1])	%

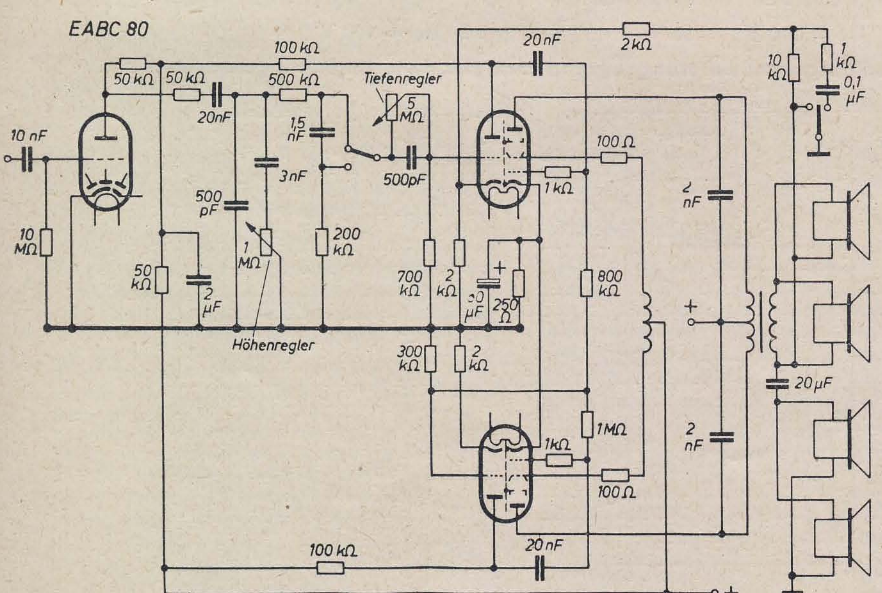
R_a = 100 kΩ

Betriebsspannung	U_b	200	170	100	V
Anodenstrom	I_a	1,05	0,86	0,37	mA
Anodenwechselspannung	$\mathfrak{U}_{a\,eff}$	24	19	8	V
Verstärkung	V	50	49	42	fach
Klirrfaktor hierbei	k	1,5[2])	1,4[2])	1,3[1])	%

Besondere Maßnahmen gegen Klingen und Brummen sind nicht erforderlich, wenn für eine Ausgangsleistung des Pentodensystems von 50 mW die Eingangswechselspannung am Gitter des Triodensystems ≧ 10 mV ist.

2. Pentodensystem als Eintakt-A-Verstärker

Anodenspannung	U_a	200	200	170	100	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	200	170	170	100	V
Gittervorspannung	U_{g1}	−16	−12,5	−11,5	−6	V
Katodenwiderstand	R_k	380	300	235	195	Ω
Anodenstrom	I_a	35	35	41	23	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	7	6,5	8	5	mA
b. voll. Aussteuerung	$I_{g2\,d}$	16,5	12,5	17	8,9	mA
Steilheit	S	6,4	6,8	7,5	6,8	mA/V
Innenwiderstand	R_i	20	20,5	16	15	kΩ
Außenwiderstand	R_a	5,6	5,6	4	4	kΩ
Sprechleistung	$\mathfrak{N}$	3,5	3,4	3,3	1,05	W
hierbei Klirrfaktor	k	10	10	10	10	%
hierbei Gitterwechselspannung	$\mathfrak{U}_{g1\,eff}$	6,6	5,8	6	3,8	V
Empfindlichk. (50 mW)	$\mathfrak{U}_{g1\,eff}$	0,6	0,56	0,59	0,65	V



2 × ECL 82 als Gegentakt-AB-Endstufe

Vertikalendstufe mit der ECL 82

3. Zwei Röhren ECL 82 in Gegentakt-AB-Betrieb, Aussteuerung bis zum Gitterstromeinsatz

Anodenspannung	U_a	200		170		V
Schirmgitterspg.	U_{g2}	200		170		V
Katodenwiderstand	R_k	190		160		Ω
Außenwiderstand von Anode zu Anode	$R_{a/a}$	5		5		kΩ
Gitterwechselspg.	$\mathfrak{U}_{g/g\,eff}$	0	21,8	0	18	V
Anodenstrom	I_a	2 × 35	2 × 38	2 × 33	2 × 37	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	2 × 7	2 × 16	2 × 6,2	2 × 15	mA
Sprechleistung	$\mathfrak{N}$	0	9	0	7	W
hierbei Klirrfaktor	k	0	4,8	0	4	%

Grenzwerte

		Triode	Pentode	
Anodenkaltspannung	$U_{aL\,max}$	550	900	V
Anodenspannung	$U_{a\,max}$	300	600	V
Anodenspitzenspannung[3]) +	$u_{a\,⊓\,max}$	+600	+2500	V
Anodenspitzenspannung[3]) −	$u_{a\,⊓\,max}$		− 500	V
Anodenverlustleistung	$N_{a\,max}$	1	U_a > 250 V: 5; U_a ≦ 250 V: 7	W
Schirmgitterkaltspg.	$U_{g2L\,max}$		550	V
Schirmgitterspannung	$U_{g2\,max}$		300	V
Schirmgitterbelastung	$N_{g2\,max}$		1,8	W
bei voller Aussteuerung	$N_{g2\,d\,max}$		3,2	W
Katodenstrom	$I_{k\,max}$	15	50	mA
Katodenspitzenstrom	$i_{k\,⊓\,max}$[3])	250[4])	125[5])	mA
Gitterableitwiderstand bei automatischer Vorspannung	$R_{g1(k)\,max}$	3	2	MΩ
feste Vorspannung	$R_{g1(f)\,max}$	1	1	MΩ
$-U_g = R_g \cdot I_g$	$R_{g(g)\,max}$	22		MΩ
Gitterwechselwiderstand bei f = 50 Hz	$\mathfrak{R}_{g(50\,Hz)\,max}$	0,5		MΩ
Spannung zwischen Heizfaden und Katode	$U_{f/k\,max}$	100	100	V
Äußerer Widerstand zwischen Heizfaden und Katode	$R_{f/k\,max}$	20	20	kΩ

---

[1]) Bei kleineren Ausgangsspannungen verringert sich der Klirrfaktor etwa proportional zur Verringerung der Ausgangsspannung.

[2]) Zwischen der in der Tabelle angegebenen Anodenwechselspannung und $\mathfrak{U}_{a\,eff}$ = 5 V bleibt der Klirrfaktor nahezu konstant. Unterhalb von $\mathfrak{U}_{a\,eff}$ = 5 V verringert sich der Klirrfaktor ungefähr proportional mit der Ausgangsspannung.

[3]) Impulsdauer max. 4% einer Periode, aber nicht länger als 0,8 ms.

[4]) Siehe die Einschränkung der Betriebswerte des Triodensystems als Oszillator und Kippspannungsgenerator.

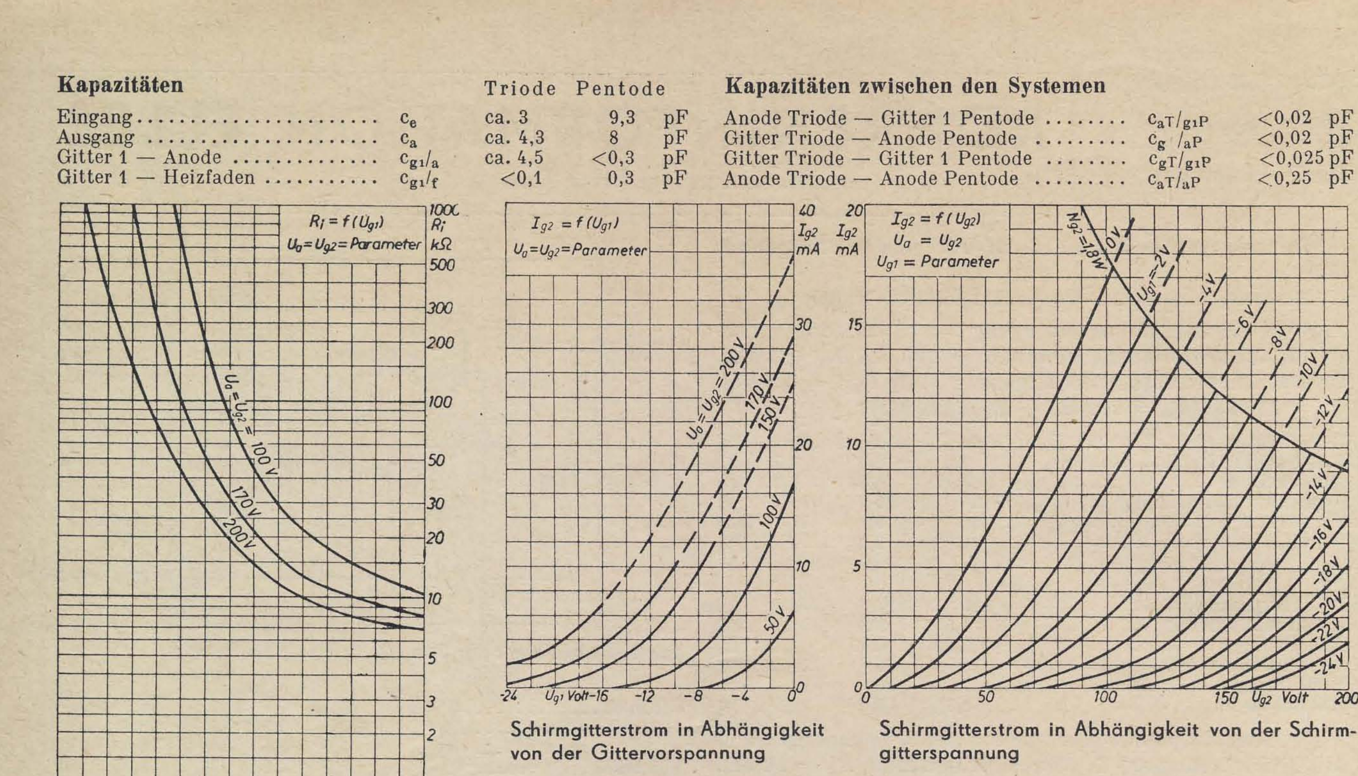
[5]) Siehe die Einschränkung bei den Betriebswerten des Pentodensystems als Vertikalablenkendstufe.

Kapazitäten

		Triode	Pentode	
Eingang	c_e	ca. 3	9,3	pF
Ausgang	c_a	ca. 4,3	8	pF
Gitter 1 — Anode	$c_{g1/a}$	ca. 4,5	<0,3	pF
Gitter 1 — Heizfaden	$c_{g1/f}$	<0,1	0,3	pF

Kapazitäten zwischen den Systemen

Anode Triode — Gitter 1 Pentode	$c_{aT/g1P}$	<0,02	pF
Gitter Triode — Anode Pentode	$c_{g/aP}$	<0,02	pF
Gitter Triode — Gitter 1 Pentode	$c_{gT/g1P}$	<0,025	pF
Anode Triode — Anode Pentode	$c_{aT/aP}$	<0,25	pF



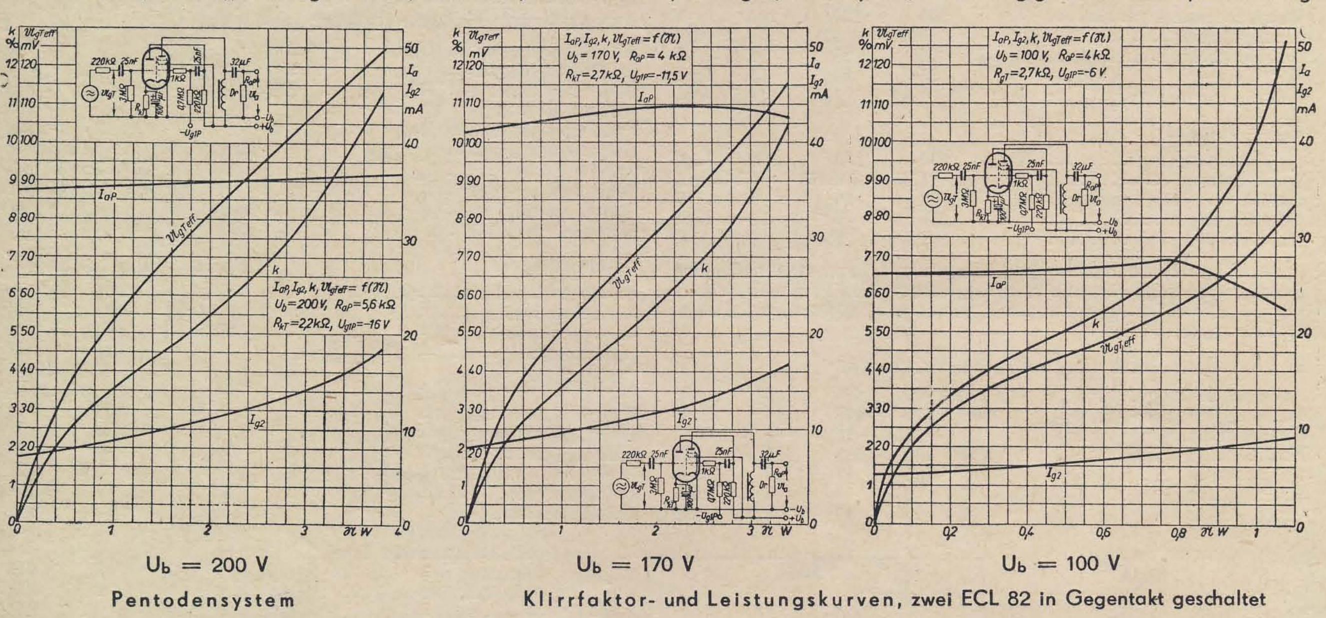
Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Schirmgitterspannung

← Innenwiderstand in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

Klirrfaktor- und Leistungskurven für Einfach A-Verstärkung, über beide Systeme gemessen

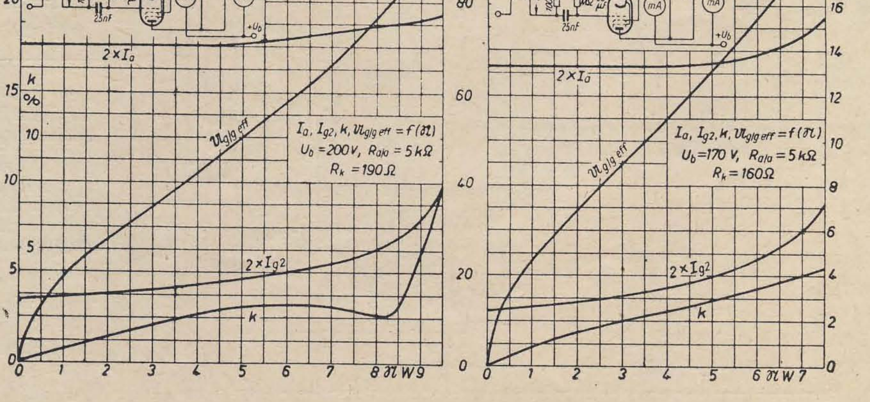
Anodenstrom (Pentode), Schirmgitterstrom, Klirrfaktor, Gitterwechselspannung (Triodensystem) in Abhängigkeit von der Sprechleistung



U_b = 200 V U_b = 170 V U_b = 100 V

Pentodensystem

Klirrfaktor- und Leistungskurven, zwei ECL 82 in Gegentakt geschaltet



$S = f(U_{g1})$

$U_a = U_{g2}$ = Parameter

Steilheit in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

U_b = 200 V U_b = 170 V

LEHRGANG FUNKTECHNIK

Hörrundfunk

50. Fortsetzung

Von Dipl.-Ing. A. RASCHKOWITSCH

Die unerwünschten Schwunderscheinungen werden meist durch Erhöhen der Senderleistung herabgesetzt. Die Verwendung der automatischen Schwundregelung im Empfänger (ALR) gestattet ebenfalls einen Ausgleich bei kleineren Schwankungen der Signalstärke. Eine andere Methode zur Beseitigung der Schwunderscheinungen bei festen kommerziellen Empfangsstationen besteht darin, daß zwei und mehr Empfangsantennen räumlich voneinander getrennt angeordnet werden und den gleichen Empfänger speisen, so daß beim Auftreten von Schwund in einer Antenne die andere trotzdem ein lautes Signal empfangen kann (Diversity-Empfang).

Treten bei der Übertragung Mehrfachreflexionen auf, das heißt, wird die eine Welle auf ihrem Weg vom Sender zum Empfänger mehrmals zwischen Erdoberfläche und Ionosphäre hin- und hergeworfen (Bild 571b) — wie dies zum Beispiel oft bei Kurzwellen eintritt —, so ist der Laufzeitunterschied derart groß, daß die beiden Signale nacheinander eintreffen (Echo). Das Echosignal kann unter Umständen den Erdball mehrmals umkreisen und erst dann auf den Empfänger treffen. Echoerscheinungen sind unerwünscht, da sie die Übertragung erheblich stören können. Man benutzt sie jedoch dazu, die Höhe der reflektierenden Ionenschicht zu bestimmen (Echolotung). Hierzu sendet man senkrecht nach oben, zum Beispiel mit einer vertikal orientierten Rhombusantenne, ein kurzes langwelliges Signal, welches noch reflektiert wird. Zwischen Senden und Empfangen der reflektierten Welle ist ein Zeitunterschied vorhanden, der ein direktes Maß für die Ionenschichthöhe ist, da sich die elektromagnetischen Wellen mit Lichtgeschwindigkeit ausbreiten.

Einfluß der Signalfrequenz auf die Wellenausbreitung

Wie bereits erwähnt wurde, hat die Signalfrequenz auf die Wellenausbreitung einen entscheidenden Einfluß. Bei niedriger Betriebsfrequenz (50 bis 500 kHz), das heißt im Langwellenbereich, ist die Bodenwelle für Übertragungen auf größere Entfernungen sehr geeignet. Da die Übertragung dieser Frequenzen von der Ionosphäre unabhängig ist, sind die Signale stabil und zeigen nur geringe zeitliche Schwankungen. Bei noch größeren Entfernungen gewinnt die Raumwelle mehr Bedeutung als die Bodenwelle. Sie ist bei geeigneter Wahl der Übertragungsfrequenzen ebenfalls störungsfrei.

Im Bereich der mittleren Frequenzen 500 bis 2000 kHz), das heißt im Mittelwellenbereich, hat die Bodenwelle eine geringe Reichweite, da diese Frequenzen durch die Erdoberfläche stärker absorbiert werden. Der Empfang von Raumwellen ist sowohl tagsüber als auch nachts bei niedrigen Frequenzen des Bereiches möglich. Allerdings nimmt tagsüber die Absorption der Raumwelle durch die Atmosphäre (Schichten zwischen der Erdoberfläche und Ionosphäre) mit steigender Frequenz bis 1400 kHz zu. Für höhere Frequenzen nimmt die Absorption bis in das Ultrakurzwellengebiet wieder ab. Tagsüber ist daher bei höheren Frequenzen des Mittelwellenbereiches der Empfang von Raumwellen unter Umständen nicht möglich, während nachts durch die Raumwelle Entfernungen bis zu 12000 km überbrückt werden können. Dies erklärt auch, warum ein guter Fernempfang dieser Frequenzen vorzugsweise erst nach Sonnenuntergang möglich wird. Er kann jedoch durch Schwunderscheinungen, welche stets bei Empfang der Raumwellen auftreten können, beeinträchtigt werden.

Die Ausbreitung der Bodenwelle folgt in erster und sehr grober Näherung, das heißt bei Annahme unendlich gut leitender und ebener Erdoberfläche, der Gleichung:

$$E = 120\,\pi \frac{h \cdot I}{\lambda D}. \qquad (299)$$

Die Feldstärke ist also umgekehrt proportional der Entfernung D und der Betriebswellenlänge λ. Berücksichtigen wir Gleichung (283b) für die von einer Antenne abgestrahlte Leistung $N_S = 160\,(\pi\, h\, I/\lambda)^2 10^{-3}$ (in kW), so kann die obige Gleichung auch geschrieben werden:

$$E = 300 \frac{\sqrt{N_S}}{D} \quad \text{in mV/m}, \qquad (300)$$

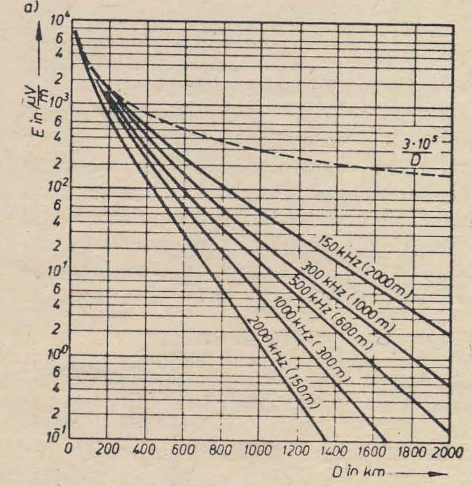
wenn N_S in kW und D in km eingesetzt werden.

Die Feldstärke wächst also nur mit der Wurzel aus der Strahlungsleistung. Will man zum Beispiel die zu überbrückende Entfernung verdoppeln, so muß die Strahlungsleistung vervierfacht werden.

Zur genaueren Abschätzung der Reichweite von Bodenwellen eines Senders — die von den verschiedensten Faktoren abhängen, wie Leitfähigkeit der Erdoberfläche (Boden oder Meerwasser), Beugung der Wellen durch die Erdkrümmung usw. — verwendet man zweckmäßiger gemessene Kurven, die für eine Senderleistung von 1 kW aus zahlreichen Feldstärkemessungen ermittelt wurden (Bild 572). Die Reichweiten bei beliebigen Senderleistungen N_S in kW werden durch Multiplikation der km-Werte mit $\sqrt{N_S}$ ermittelt. Die sich nach Gleichung (300) ergebende Feldstärke ist in den Diagrammen des Bildes 572 gestrichelt eingetragen

$$(E = 3 \cdot 10^5/D \text{ in } \mu\text{V/m}).$$

Beispiel: Welche Entfernung kann mit einem 10-kW-Sender bei einer Betriebsfrequenz von 1 MHz überbrückt werden, wenn zum Empfang ein Gerät mit 10 μV Empfindlichkeit zur Verfügung steht?



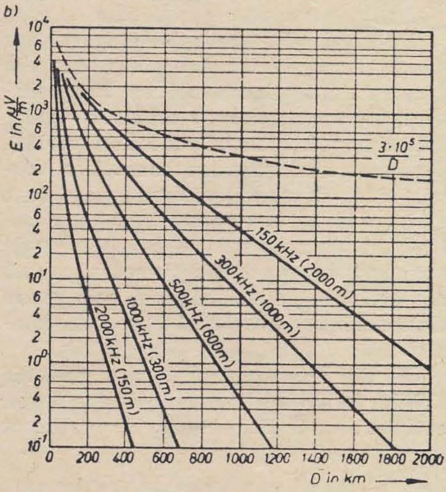


Bild 572: Tagesfeldstärken (Bodenwelle) eines 1-kW-Senders im Lang- und Mittelwellenbereich (nach CCIR)
a) Ausbreitung über Meerwasser
b) Ausbreitung über Erdboden

Aus Bild 572 folgt für 1 kW Leistung über dem Erdboden D = 320 km und über Meerwasser 900 km und damit bei 10 kW Leistung:

über Erdboden $\sqrt{10} \cdot 320 \approx 1000$ km,

über Meerwasser $\sqrt{10} \cdot 900 \approx 2700$ km.

Im Kurzwellenbereich (3 bis 30 MHz) nimmt die Bodenwelle mit steigender Frequenz rasch ab, so daß die Raum-

welle für die Übertragung an Bedeutung gewinnt (Bild 573). Die Raumwellen dieses Frequenzbereiches werden jedoch stark vom Ionosphärenzustand beeinflußt. Nachts werden Frequenzen um 3 MHz reflektiert, während die Frequenzen oberhalb 8 bis 10 MHz die Ionosphäre durchbrechen. Frequenzen um 3 MHz werden tagsüber in der Atmosphäre zu

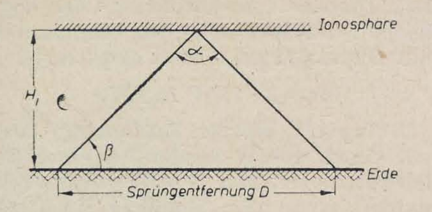


Bild 573: Kurzwellenverbindung durch die von der Ionosphäre reflektierte Raumwelle (schematisch)

stark absorbiert und fallen daher für die Übertragung aus. Zur Überbrückung kleiner Entfernungen bis zu einigen Kilometern sind die Frequenzen zwischen 5 und 10 MHz geeignet, da sie tagsüber reflektiert werden. Für die Überbrückung größerer Entfernungen können, je nach dem Zustand der Ionosphäre, Frequenzen von 15 bis 30 MHz verwendet werden. Ganz allgemein kann man etwa folgende Einteilung treffen:

Tagwellen	10 bis 20 m	(30 bis 15 MHz)
Übergangswellen	20 bis 30 m	(15 bis 10 MHz)
Nachtwellen	30 bis 100 m	(10 bis 3 MHz)

Die starke Frequenzabhängigkeit der Kurzwellenausbreitung bedingt, daß die meisten Funkanlagen mehrere Frequenzbereiche überstreichen, damit zu jeder Zeit eine zufriedenstellende Funkverbindung hergestellt werden kann. Der Vorteil einer Kurzwellenübertragung liegt darin, daß bei geeigneter Wahl der Betriebsfrequenz die reflektierten Raumwellen nur wenig geschwächt werden, so daß mit geringen Sendeleistungen sehr große Entfernungen überbrückt werden können.

Für die Kurzwellenübertragung ist die richtige Wahl des Abstrahlwinkels β von entscheidender Bedeutung. Er bestimmt

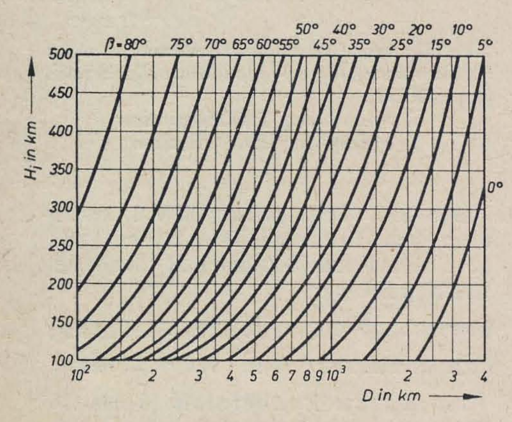


Bild 574: Abstrahlungs- und Entfernungsverhältnisse einer Raumwelle

zusammen mit den Reflexionseigenschaften der Ionosphäre (Winkel α) die sogenannte Sprungentfernung (Bild 573), die das Gebiet der toten Zone umfaßt. Bei gegebener Höhe der reflektierenden Ionenschicht kann aus Bild 574 für eine bestimmte Sprungentfernung (Abstand Sender-Empfänger) der nötige Abstrahlwinkel und bei gegebener Antenne auch die Betriebsfrequenz ermittelt werden.

Beispiel: Der Abstand Sender—Empfänger einer Kurzwellenverbindung beträgt D = 400 km. Die reflektierende Ionenschicht ist H_i = 375 km hoch. Unter welchem Winkel β muß die HF-Energie abgestrahlt werden?

Aus dem Diagramm im Bild 574 erhält man für den Schnittpunkt H_i = 375 km und D = 400 km den Winkel $\beta = 60°$. Verwenden wir eine Vertikalantenne, so muß diese mit der sechsten Harmonischen, das heißt mit der fünften Oberwelle erregt werden, da für diesen Fall das Hauptmaximum einen Abstrahlwinkel von $\beta = 90° - \vartheta_m = 90° - 30° = 60°$ hat (vgl. Bild 554).

Im **UKW-Bereich** (30 bis 300 MHz) sind praktisch keine Bodenwellen, sondern nur noch schwache, von der Ionosphäre reflektierte Raumwellen vorhanden[1]). Eine Verbindung ist nur dann möglich, wenn die Sende- und Empfangsantenne genügend hoch über der Erdoberfläche angeordnet sind. Damit wird die Verwendung der sogenannten **direkten Welle** (eine nicht reflektierte Raumwelle) ermöglicht. Die Übertragung auf größere Entfernungen ist wegen der Verhältnisse in der Ionosphäre nur zeitweise möglich und kommt daher meist nicht in Frage. Im Bereich der **Dezimeterwellen** (300 bis 3000 MHz bzw. 1 bis 0,1 m) kann für die Übertragung lediglich die direkte Welle verwendet werden. Die Reichweite ist bei

Da $H \ll r$ ist, kann H^2 vernachlässigt werden und man erhält mit r = 6360 km und für H in m:

$$S = 3{,}57\sqrt{H} \text{ in km.} \qquad (301)$$

Für die Reichweite D gilt nun:

$$D = S_S + S_E = 3{,}57(\sqrt{H_S} + \sqrt{H_E}). \quad (302)$$

Beispiel: Die Antenne eines UKW-Senders hat eine Höhe von H_S = 400 m. Die Höhe des Empfangsdipols beträgt H_E = 25 m. Welche Entfernung ergibt sich bei Sichtweite zwischen Sender und Empfänger?

Aus Gleichung (302) folgt:

$$D = 3{,}57(\sqrt{400} + \sqrt{25}) \approx 90 \text{ km}.$$

Sehr störend sind bei quasioptischen Wellen Reflexionen an festen sowie beweglichen Körpern auf der Erdoberfläche. Sie rufen Störüberlagerungen hervor, welche die Feldstärke stark beeinträchtigen, so daß unter Umständen an benachbart liegenden Punkten verschiedene Strahlungs- bzw. Empfangsverhältnisse vorhanden sein können.

Atmosphärische Störungen

Atmosphärische Störungen, die sich als pfeifende, prasselnde oder zischende Geräusche im Lautsprecher bemerkbar machen, haben ihre Ursache meist in elektrischen Vorgängen der Troposphäre (Wetterschicht[2])). Besonders stark sind diese Störungen bei Gewitterbildung, die mit energiereichen elektrischen Entladungen (Blitz) verbunden ist. Im allgemeinen nehmen die atmosphärischen Störungen gegen den Äquator hin zu, weil die tropischen Gewitter sehr reich an Entladungen sind. Die Störwellen solcher Entladungen unterliegen denselben Ausbreitungsbedingungen wie die übrigen elektromagnetischen Wellen, so daß sie sich auch in weit

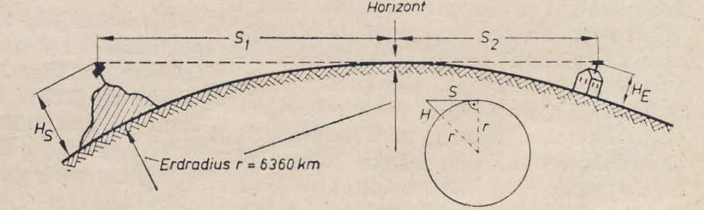


Bild 575: Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger

Verwendung der direkten Welle auf eine geringe Entfernung, die **Sichtweite**, begrenzt (Bild 575). Da diese Wellen weder den atmosphärischen Störungen noch den Schwunderscheinungen unterworfen sind, ist die Verbindung auf Sichtweite recht gut. Für diese Wellenlängen können auf kleinem Raum Richtantennen gebaut werden, welche die HF-Energie in einem sehr schmalen Strahl bündeln und damit die Signalstärke zur Empfangsstation erhöhen.

Die Wellen des UKW- und Dezimeterwellenbereiches verhalten sich ähnlich den Lichtwellen, das heißt quasioptisch. Daher ist hier eine möglichst hohe Aufstellung der Sende- und Empfangsantenne entscheidend. Aus Bild 575 folgt für die Sichtweite S:

$$S = \sqrt{(r + H)^2 - r^2} = \sqrt{r^2 + 2Hr + H^2 - r^2}.$$

entfernte Gegenden fortpflanzen und dort stören. Die Störungen unterliegen periodischen Schwankungen, das heißt, sie treten im Laufe eines Tages, eines Monats oder eines Jahres verschieden stark auf. Sie nehmen linear mit der Betriebswellenlänge zu und sind bei Nacht bzw. im Sommer größer als bei Tag bzw. im Winter.

Neben diesen Störungen sind noch eine ganze Reihe anderer atmosphärischer Störungen vorhanden, deren Ursprung viel höher als die Troposphäre liegt[3]). So

[1]) Vgl. H. Morawa, Ausbreitung und Empfang ultrakurzer Wellen im 3-m-Rundfunkband. DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 2 (1952), S. 34/35.

[2]) Die unterste Schicht der Atmosphäre, in der sich die Wettererscheinungen abspielen.

[3]) Vgl. K. A. Springstein, Der äußere Störpegel bei drahtlosen Übertragungen, DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 1 (1952), S. 9 bis 11.

spielen sich in der Ionosphäre, unter Abstrahlung elektromagnetischer Energie, dauernd atomare Prozesse ab. Auch Meteore verursachen beim Durchdringen der Ionosphärenschichten Störungen, die sich wie Pfeiftöne im Lautsprecher anhören. Eine weitere Störquelle, insbesondere für den drahtlosen Überseeverkehr, ist die Sonnenstrahlung.

Die genaue Kenntnis der Herkunft sowie der Zeit und des Ortes der atmosphärischen Störungen ist von großer Bedeutung für den Funkverkehr, da sie das Verhältnis von Nutzsignal zu Störsignal (Störabstand) bestimmen, welches bestimmte Werte nicht unterschreiten darf [vgl. DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 3 (1954), S. 90]. Gegen atmosphärische Störungen gibt es beim Empfang keine durchgreifenden Mittel zur Abhilfe, da sie von der Antenne ebenso wie die Senderwellen aufgenommen werden. Man kann sie lediglich mehr oder weniger mildern, indem man sie durch Erhöhung der Trennschärfe des Empfängers oder mittels einer NF-Klangblende aussiebt. Dies gilt in erster Linie für amplitudenmodulierte Sender. Bei frequenzmodulierten Sendern sind diese Störungen von nicht so großer Bedeutung, da sie, soweit überhaupt vorhanden, durch die Amplitudenbegrenzung beseitigt werden.

Empfangsantennen

Sende- und Empfangsanlage sind zueinander reziprok, das heißt aufeinander wechselbezogen. Daher gelten für Stromverteilung, Eigenwellenlänge, wirksame Höhe usw. der Empfangsantenne die gleichen Beziehungen wie für die Sendeantenne. Jede gute Sendeantenne ist auch eine gute Empfangsantenne, besonders dann, wenn sie auf die Empfangsfrequenz abgestimmt, das heißt angepaßt ist. Aus diesem Grunde verwenden die meisten

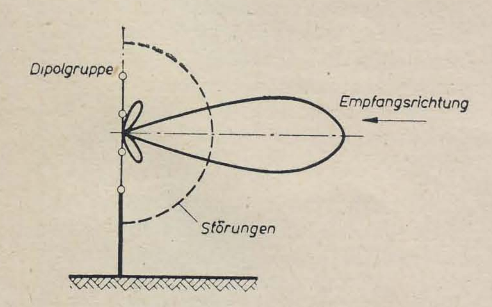


Bild 576: Störminderung durch Richtempfangsantennen

Funksprechanlagen sowohl zum Senden als auch zum Empfang die gleiche Richtantenne. Sie hat vor den ungerichteten Empfangsantennen den Vorteil eines größeren Störabstandes, weil sie in Richtung zum Sender besonders empfindlich ist, jedoch die aus anderen Richtungen einfallenden Störungen kaum aufnimmt (Bild 576).

Energiebilanz beim Empfang

Die Feldstärke E erzeugt an einer Empfangsantenne der wirksamen Höhe h_E den Spannungsabfall (Empfangs-EMK) U_E (Bild 577):

$$U_E = E \cdot h_E. \qquad (303)$$

Der horizontal verlaufende Antennenteil erhöht die Spannung U_E nicht, da er senkrecht auf den elektrischen Feldlinien steht. Er vergrößert lediglich die Kapazität der Antenne gegen Erde. Dadurch

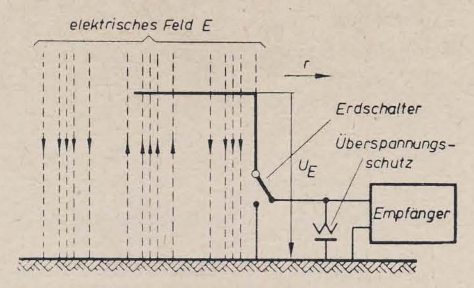


Bild 577: Empfangsantenne im elektrischen Feld

sinkt der kapazitive Innenwiderstand der Antenne, und ihre Klemmenspannung U'_E wird größer (Bild 578), das heißt, die Ausnutzbarkeit der Antenne wird verbessert.

Setzen wir für E Ausdruck (299) ein und schreiben $h = h_S$ (wirksame Höhe der Sendeantenne) bzw. $I = I_S$, so gilt:

$$U_E = 120\,\pi \frac{h_E h_S I_S}{\lambda D}. \qquad (303a)$$

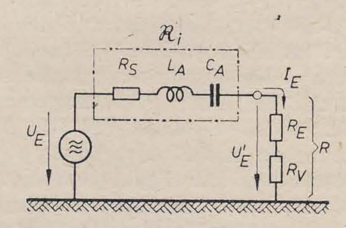


Bild 578: Ersatzschaltung der Empfangsantenne

Beispiel: Wie groß ist die Leerlaufspannung einer Empfangsantenne U_E, wenn $I_S = 10$ A, $h_S = 20$ m, $\lambda = 400$ m, $D = 15$ km und $h_E = 5$ m ist?

Nach Gleichung (303a) gilt:

$$U_E = 120\pi \frac{5 \cdot 20 \cdot 10}{400 \cdot 15 \cdot 10^3} = 0{,}063\,\text{V} = 63\,\text{mV}.$$

Der Antenneninnenwiderstand $\Re_i$ (Bild 578) ist frequenzabhängig. Bei relativ kurzen ($l_A \ll \lambda$) und unabgestimmten Empfangsantennen kann die Antenneninduktivität $L_A \approx 20\,\mu$H meist vernachlässigt werden. Der Innenwiderstand ist hier kapazitiv. Im Kurzwellenbereich geht er in einen ohmschen Widerstand von einigen 100 Ω über. Vernachlässigen wir den Spannungsverlust an C_A, das heißt, machen wir die Antennenkapazität möglichst groß ($1/\omega C_A \approx 0$), so verursacht die Antennen-EMK U_E nach Bild 578 den Antennenstrom I_E ($\omega L_A \approx 0$):

$$I_E = \frac{U_E}{R + R_S} = E \frac{h_E}{R + 1600 \left(\frac{h_E}{\lambda}\right)^2}. \qquad (304)$$

Darin bedeutet R_S den Strahlungswiderstand der Empfangsantenne und $R = R_V + R_E$ die Zusammenfassung der Verlustwiderstände (R_V) mit dem Nutzwiderstand (R_E). R_E ist der in den Antennenkreis transformierte Resonanzwiderstand des Empfängereingangskreises (Empfängereingangswiderstand).

Die Antenne nimmt also die Wirkleistung

$$N_A = I_E^2 (R + R_S) = I_E^2 R_V + I_E^2 R_E + I_E^2 R_S \qquad (305)$$

auf, von welcher der Anteil $N_S = I_E^2 R_S$ wieder abgestrahlt wird (sekundäre Strahlung) und der Anteil $N_V = I_E^2 R_V$ verloren geht. Der ausnutzbare Anteil $N_E = I_E^2 R_E$ wird im Eingangskreis des Empfängers verbraucht und steuert hierbei die erste HF-Empfangsröhre.

Die Antenne nimmt die maximale Wirkleistung dann auf, wenn $R = R_S$ ist (Bild 579). In diesem Falle wird die Hälfte der aufgenommenen Leistung wieder abgestrahlt. Der Wirkungsgrad einer Empfangsantenne kann also maximal nur 50% betragen (Leistungsanpassung):

$$\eta_A = \frac{R}{R + R_S}. \qquad (306)$$

Damit die aufgenommene Leistung $I_E^2 R$ auch voll zum Empfang ausgenützt werden kann, müssen der ohmsche Widerstand der Antenne und der Abstimmittel sowie der Erdwiderstand, also der Verlustwiderstand R_V, gegenüber dem eigentlichen Nutzwiderstand R_E sehr klein sein ($R_V \ll R_E$). Die günstigste Antennenhöhe h_{Eopt} ergibt sich dann aus der Bedingung

$$R_E = R_S \approx 1600 \left(\frac{h_E}{\lambda}\right)^2 \qquad (307)$$

zu

$$h_{Eopt} = \lambda \sqrt{\frac{R_E}{1600}} = \frac{\lambda}{40} \sqrt{R_E}. \qquad (307a)$$

Man erkennt aus Bild 579 und Gleichung (307), daß es wenig Sinn hat, die wirksame Höhe der Antenne und damit ihre Länge über h_{Eopt} hinaus zu vergrößern, da dies wieder einen Abfall der Empfangsleistung bedingt. Die Gleichung (307a) gilt jeweils für eine einzige Empfangsfrequenz (Wellenlänge). Soll sie für einen ganzen Wellenbereich erfüllt sein, so muß der Empfängereingangswiderstand (Nutzwiderstand) R_E mit einem regelbaren Anpassungsübertrager so an die Antenne angepaßt werden, daß die Bedingung $R_E = R_S$ wieder erfüllt ist.

Wie die obigen Ausführungen zeigen, kommt bei der Konstruktion einer Empfangsantenne dem Empfängereingangs-

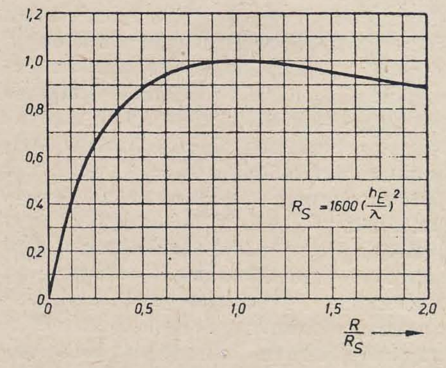


Bild 579: Ausnutzbare Empfangsleistung als Funktion der wirksamen Antennenhöhe

widerstand R_E besondere Bedeutung zu. Im allgemeinen ist R_E positiv, das heißt ein Verbraucher. Es kann jedoch bei Rückkopplungsschaltungen eine Entdämpfung eintreten, so daß $R_E = 0$ oder negativ ist. Dann wird nicht nur die gesamte empfangene Leistung wieder abgestrahlt ($R_E = 0$), sondern der Empfänger arbeitet selbst als Sender ($R_E < 0$). Die Empfängereingangswiderstände sind sehr unterschiedlich und liegen in der Größenordnung bis zu 50 kΩ. Die Empfängernachbildung wird nach VDE 0856 durch einen mittleren Eingangswiderstand von 2500 Ω dargestellt. Dieser Wert stimmt jedoch mit der Praxis keineswegs überein. Neuerdings sind Bestrebungen im Gange, den Eingangswiderstand des Empfängers eindeutig festzusetzen. So liegen zum Beispiel die Eingangswiderstände der UKW-Empfänger durchweg zwischen 60 bis 75 bzw. 240 bis 300 Ω.

Einfluß der Antennenzuleitung

In den meisten Fällen ist die Antenne vom Empfänger räumlich getrennt angeordnet und wird mit Hilfe eines Antennenkabels an diesen angeschlossen. Die Kabelkapazität bildet hierbei mit dem meist kapazitiven Innenwiderstand der Antenne einen Spannungsteiler für die Antennen-EMK U_E und verringert damit die Nutzspannung U'_E (Bild 580). Im allgemeinen kann man bei den üblichen Antennenkabeln mit Kapazitäten von rund 30 pF/m rechnen. So verkleinert zum Beispiel ein 3 m langes Kabel bei einer Antennenkapazität von etwa 100 pF die Nutzspannung auf die Hälfte. Hieraus ist die Bedeutung einer möglichst hohen Antennenkapazität für die Antennenausnutzung ersichtlich.

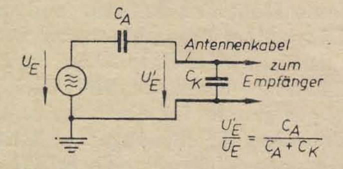


Bild 580: Einfluß der Kabelkapazität auf die Nutzspannung der Antenne (LW- und MW-Bereich)

Die Antennenkapazität läßt sich naturgemäß nicht beliebig steigern, da man die Antennenabmessungen nicht beliebig vergrößern kann. Bei L- und T-Antennen geht man nicht über $C_A = 200$ bis 250 pF hinaus. Stabantennen haben sogar nur eine Kapazität von rund 30 pF. die durch Anbringen geeigneter Belastungen am oberen Antennenende bis auf etwa 100 pF vergrößert werden kann. Bei Kurzwellenempfang liegen die Verhältnisse besser als bei Lang- und Mittelwellen, weil hier die Antenne praktisch einen ohmschen Widerstand darstellt ($1/\omega C_A \approx 0$), der in der Größenordnung des Kabelwellenwiderstandes liegt.

Bei längeren Antennenzuleitungen muß man zum Vermeiden bzw. Verringern des Nutzspannungsverlustes mit HF-Anpassungsübertragern (Antennenübertragern) zwischen Antenne und Kabel sowie zwischen Kabel und Empfänger arbeiten (Bild 581). Der Eingangsübertrager $Ü_1$ hat, mit Rücksicht auf eine geringe Streuung, gewöhnlich ein Übersetzungsverhältnis von 7 : 1 bis 10 : 1 und paßt den Antennenwiderstand von rund 500 Ω an den Wellenwiderstand des Kabels von

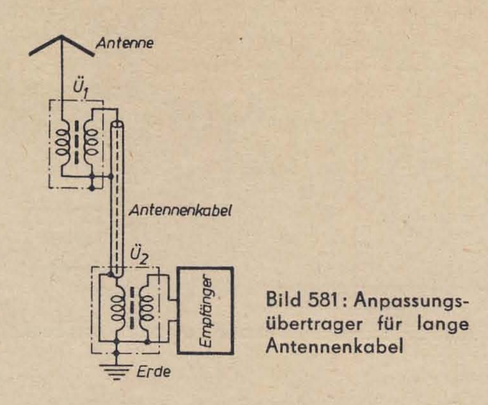


Bild 581: Anpassungsübertrager für lange Antennenkabel

60 bis 75 Ω an. Der Ausgangsübertrager $Ü_2$ übersetzt den Kabelwellenwiderstand auf den Empfängereingangswiderstand und hat ein Übersetzungsverhältnis von etwa 1 : 4. Da sowohl der Antennenwiderstand als auch der Empfängereingangswiderstand stark frequenzabhängig sind, kann die Anpassung nur für eine einzige Betriebsfrequenz erfolgen. Bei Breitbandübertragern, wie sie meist verwendet werden, paßt man bei tiefster Betriebsfrequenz, das heißt größter Wellenlänge, an und erhält für diese die maximale Nutzspannung. Bei höheren Frequenzen des zu empfangenden Bereiches ist die Nutzspannung an und für sich höher, so daß die hier auftretende Fehlanpassung nicht so störend wirkt und die Nutzspannung über den ganzen Frequenzbereich annähernd konstant bleibt.

Die Bemessung des HF-Antennenübertragers erfolgt grundsätzlich wie beim NF-Übertrager [vgl. DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 3 (1954), S. 92]. Mit Rücksicht auf das breite zu übertragende Frequenzband (zum Beispiel 150 bis 1500 kHz) muß die Kopplung ziemlich fest, das heißt die Streuung möglichst gering sein, so daß man stets einen HF-Massekern verwendet. Meist sind die Antennenübertrager als Spartransformatoren ausgeführt, weil sich hier wegen des kleinen Wickelraumbedarfes eine feste Kopplung leichter erzielen läßt.

Ausführung und Aufstellung der Rundfunkempfangsantenne

Die Anbringung der Rundfunkempfangsantenne hängt von den örtlichen

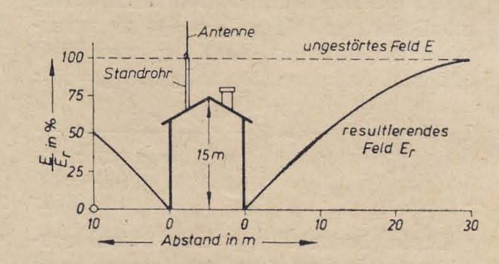


Bild 582: Feldstärkeverlauf in der Umgebung eines Backsteinhauses und die richtige Anbringung einer Hochantenne

Verhältnissen ab. So ist zum Beispiel in Ortschaften und insbesondere in Städten zu berücksichtigen, daß durch geerdete Objekte, wie Gebäude, Wasser- und Gasleitungen, Lichtleitungen, Blechdächer, Eisenträger u. ä., die als Sekundärstrahler wirken, das elektrische Feld erheblich beeinflußt wird (Bild 582). Hier ist es keinesfalls ausreichend, eine Antenne als Freiantenne auszubilden, die lediglich im Freien verspannt ist. Sie muß vielmehr auch genügend hoch sein, damit die maximale Feldstärke tatsächlich ausgenutzt wird. Von den Hochantennen sind am gebräuchlichsten die Horizontalantenne (L- oder T-Form) und die Vertikalantenne (Stabform). Sie müssen mindestens 5 m über dem Dach angebracht werden, damit das Gebäude den Empfang nicht beeinträchtigt. Eine solche Aufstellung ist nicht immer einfach und kann erhebliche praktische Schwierigkeiten bereiten. Insbesondere ist die Horizontalantenne wegen ihrer größeren Ausdehnung diesbezüglich ungeeignet. Man wird daher in größeren Wohnhäusern, wo unter Umständen mehrere Antennen zu errichten sind, die Stabantenne bevorzugen.

Jede Hochantenne muß vorschriftsmäßig gegen Blitzeinschlag geschützt sein. Als Blitzschutz ist es am einfachsten, einen Erdschalter vorzusehen, welcher bei heranziehendem Gewitter vom Empfänger auf den geerdeten Kontakt umgelegt wird und so die Antenne unmittelbar erdet (vgl. Bild 577). Neuere Anlagen sind mit Funkenstrecken ausgerüstet, die zwischen Antenne und Erde geschaltet werden und bei Gewitteraufladung durch Funkenüberschlag eine selbsttätige Erdung der Antenne bewerkstelligen. Der Empfänger ist durch Einschalten einer geeigneten Abschmelzsicherung vor starken Blitzströmen zu schützen.

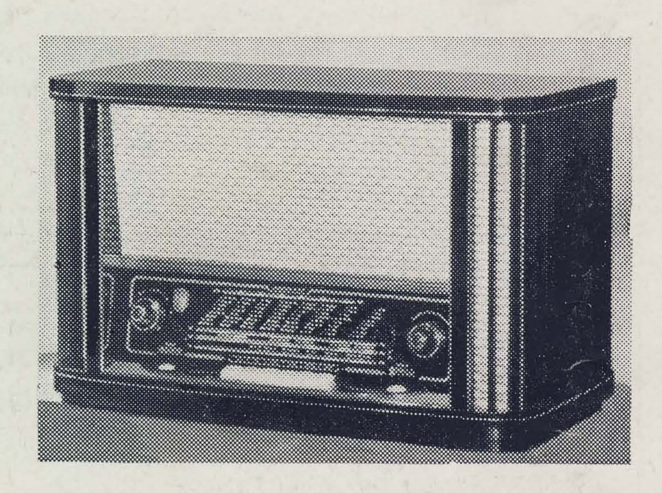
In dichtbesiedelten Wohnblocks empfiehlt sich die Verwendung von Gemeinschaftsantennen. Hier ist an eine Antenne ein aperiodischer HF-Verstärker angeschlossen, von dem aus dann die Verteilung zu den einzelnen Empfängern (bis zu 50 Teilnehmer) über eine Verteilerleitung erfolgt[1].

Die modernen Stabantennen für Lang-, Mittel- und Kurzwellenempfang werden mit zusätzlichen UKW-Antennen ausgerüstet (Allwellenantennen). Im allgemeinen sind folgende drei Ausführungen üblich: Faltdipol, Faltdipol mit Reflektor und Kreuzfaltdipol. Sie werden je nach Lage der zu empfangenden UKW-Sender eingesetzt. Der Falt- oder Schleifendipol hat gegenüber dem offenen Dipol den Vorteil, daß er sich ohne genaue Abstimmung für den ganzen UKW-Rundfunkbereich (87 bis 100 MHz) eignet, also genügend breitbandig ist. Der höhere Abschlußwiderstand des Faltdipols (240 Ω gegenüber 60 Ω) gestattet die Verwendung eines hochohmigen Antennenkabels mit kleinerer Dämpfung.

Schluß folgt

[1]) Siehe auch RADIO UND FERNSEHEN Nr. 10 (1956) S. 294.

Ultra-Favorit 56 W



ein Duo-Großsuper
mit 12 Röhren, 19 Kreisen und 3 Lautsprechern

Brillante Raumtonwirkung
durch die klingenden Ecken

Ein Qualitätserzeugnis
der Güteklasse 1

GERUFON-RADIO

INHABER W. VELTEN · QUEDLINBURG · PÖLKENSTRASSE 38

GUSTAV NEUMANN

Mehr als 30 Jahre Facherfahrung!

Rundfunk-Spulensätze
für Einkreiser, Superhetempfänger, Kombinations-AM-FM-Empfänger, UKW-Empfänger

UKW-Eingangsaggregate
U 4 mit Induktivitätsabstimmung
1 mal ECC 85, Miniatur-ZF-Bandfilter 10,7 MHz

U 3 a mit Drehkoabstimmung
2 mal EF 80

Tastenschalter
mit und ohne Spulenaufbauten
mit 5 bzw. 7 Tasten

Miniatur-Tastenschalter
für Klangbeeinflussung, Kofferempfänger, Magnettongeräte
In Vorbereitung

Netztransformatoren
für Rundfunk- und Verstärkertechnik

Drahtwiderstände
0,5 bis 80 Watt

Verlangen Sie Druckschriften mit technischen Beschreibungen und Gerätebauanweisungen

EXPORT:
DIA-Elektrotechnik, Kontor 24, Berlin C 2

CREUZBURG / WERRA

Telefon: Creuzburg 111 und 121

SPANNUNGS-STABILISATORRÖHREN

für die gesamte Elektronik
große Betriebssicherheit,
lange Lebensdauer



DEWAG BERLIN 56

VEB WERK FÜR FERNMELDEWESEN
Berlin-Oberschöneweide, Ostendstraße 1–5